



เครื่องวัดอัตราส่วนคลื่นนิ่ง
(VSWR meter)

โดย

นางสาวนาฏ	ไวยนาคร	B4503682
นางสาวพัชรรัตน์	มิตรชอบ	B4504313
นายพีระวัฒน์	นันทะไชย	B4506218

รายงานนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษารายวิชา 427494 วิศวกรรมศึกษาวิศวกรรม

โทรคมนาคม และ 427499 วิศวกรรมโทรคมนาคม

ประจำภาคการศึกษาที่ 1 และ 3 ปีการศึกษา 2548

หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม หลักสูตรปรับปรุงพ.ศ. 2541

สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

โครงการ	VSWR meter	
ผู้ดำเนินงาน	นางสาวนาฏ ไวยนาคร	B 4503682
	นางสาวพัชรรัตน์ มิตรชอบ	B 4504313
	นายพีระวัฒน์ นันทะไชย	B 4506218

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ ดร.ชาญชัย ทองโสภา

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

ภาคการศึกษา 3/2548

บทคัดย่อ

ปัจจุบันสำนักงานรวมถึงบ้านพักอาศัยได้มีการนำเอาเทคโนโลยีการสื่อสารข้อมูลแบบไร้สายแทนที่ (Wireless LAN) มาสร้างเป็นเครือข่ายเชื่อมโยงเครื่องคอมพิวเตอร์แทนการใช้ระบบ LAN มากขึ้นและส่วนประกอบหลักของเทคโนโลยีไร้สาย คือ สายอากาศซึ่งรับส่งข้อมูลที่มีความถี่ช่วง 2.4-2.5 GHz ในการจะรับส่งข้อมูลนั้น สายอากาศจะต้องมีคุณภาพที่ดีทั้งนี้ขึ้นอยู่กับกระบวนการผลิตสายอากาศ และคุณภาพของสายอากาศจะต้องอาศัยเครื่องมือวัดหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆเพื่อให้ได้สายอากาศที่มีคุณสมบัติตามต้องการ อาทิเช่น เครื่อง Network Analyzer ซึ่งมีราคาแพง แต่ในการตรวจสอบคุณภาพของสายอากาศสามารถตรวจสอบได้หลายวิธี เช่น ตรวจสอบด้วยค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio, VSWR) ทางคณะผู้จัดทำจึงได้ศึกษาเกี่ยวกับเรื่อง อัตราส่วนคลื่นนิ่ง(VSWR) และได้จัดทำเครื่องมือวัดค่า VSWR ที่ย่านความถี่ 2.4-2.5 GHz ขึ้น เพื่อช่วยลดต้นทุนการผลิตสายอากาศต่อไป

กิตติกรรมประกาศ

การทำปริญญานิพนธ์นี้สำเร็จได้ด้วยดีเนื่องจากได้รับความอนุเคราะห์ในการให้คำปรึกษาในด้านต่างๆ ในระหว่างการดำเนินการจากบุคคลหลายท่านที่ได้อำนวยความสะดวกอย่างดียิ่งเสมอมา อันได้แก่

- อ.ดร. ชานัญชัช ทองโสภาก อาจารย์ที่ปรึกษาที่ให้คำปรึกษาในด้านต่างๆทั้งทางวิชาการ และการปฏิบัติงาน และคอยดูแล ควบคุมการทำงานอย่างใกล้ชิด และคอยให้กำลังใจเสมอมา
- คุณประพล จาระตะคุ หัวหน้าอาคารศูนย์เครื่องมือ 3 ที่ช่วยดูแลและติดต่อประสานงานเรื่องเอกสารต่างๆ
- บุคลากรสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมที่สนับสนุนด้านอุปกรณ์และการดำเนินงาน
- พี่น้องชาววิศวกรรมโทรคมนาคมทุกคนซึ่งให้กำลังใจเสมอมา

สุดท้ายนี้คณะผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ที่อบรมเลี้ยงดู และให้โอกาสทางการศึกษา และคอยสนับสนุนด้วยดีตลอดมาอย่างหาที่เปรียบมิได้

จึงเห็นสมควรที่จะมอบคุณคุณความดี และเกียรติคุณเหล่านี้แด่ท่านที่กล่าวมานี้ รวมถึงบุคคลที่มีได้กล่าวนามมา ณ ที่นี้ด้วย

นางสาวนาฏ ไวยนาคร

นางสาวพัชรรัตน์ มิตรชอบ

นายพีระวัฒน์ นันทะไชย

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
-บทคัดย่อ	ก
-กิตติกรรมประกาศ	ข
-สารบัญ	ค
-สารบัญรูป	จ
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ความเป็นมา	1
1.2 วัตถุประสงค์	1
1.3 ขอบข่ายของโครงการ	1
1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน	1
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	
2.1 ไดเร็กชันนัลคัปเปอร์	3
- หลักการทำงาน	
2.2 ไมโครสตริปและวงจรไมโครสตริป	4
- โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป	
2.3 การออกแบบไมโครสตริป	12
- การออกแบบไมโครสตริปกรณีที่มีความถี่ใช้งานสูงกว่า 2GHz	
2.4 การลดทอนสัญญาณและการต่อแมตชิงโหลด	14
- ชิ้นส่วนรีแอคแตนซ์ในวงจรไมโครสตริป	
- การออกแบบวงจรฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำที่ใช้ชิ้นส่วนรีแอคแตนซ์แบบวงจรกระจาย	
2.5 ไดโอด	24
บทที่ 3 การออกแบบ	30
บทที่ 4 วิธีการทดลอง และผลการทดลอง	
4.1 ทดลองอุปกรณ์ภายในเครื่อง VSWR meter	31
Oscillator	
Amplifier	

สารบัญ(ต่อ)

Directional couplers	
Diode Rectifier	
4.2 ทดลองการใช้งานของเครื่อง VSWR	34
4.3 ผลการทดลอง	35
Amplifier	
Oscillator	
Diode Rectifier	
Directional Coupler	
บทที่ 5 สรุปผลและข้อเสนอแนะของโครงงาน	
5.1 สิ่งที่ได้จากโครงงาน	43
5.2 ปัญหาและอุปสรรคในการทำโครงงาน	
5.3 ข้อจำกัดของโครงงาน	
5.4 ข้อเสนอแนะ	
ภาคผนวก ก	
ภาคผนวก ข	
เอกสารอ้างอิง	
ประวัติผู้เขียน	

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 การทำงานของไคร์เรกชันนัลคัปเปิลเลอร์	3
รูปที่ 2.2 ไคร์เรกชันนัลคัปเปิลเลอร์แบบท่อนำคลื่นที่เจาะรูที่ผนังร่วม 2 รู	3
รูปที่ 2.3 โครงสร้างของไมโครสตริป	5
รูปที่ 2.4 การคิดค่า $\tan \delta$	7
รูปที่ 2.5 เส้นแรงไฟฟ้าที่ระนาบตามขวางของไมโครสตริป	8
รูปที่ 2.6 ไมโครสตริปที่มี $w/d \gg 1$ และ $w/d \ll 1$	10
รูปที่ 2.7 แสดงโครงสร้างชิ้นส่วนลดทอนสัญญาณ ของไมโครสตริปแบบ Π และวงจรสมมูล	14
รูปที่ 2.8 ไมโครสตริปที่มีความกว้างเปลี่ยนเป็นขั้นและวงจรสมมูล	16
รูปที่ 2.9 การคั่นไมโครสตริปด้วยแถบสทริปที่กว้างขึ้นและแคบลง และวงจรสมมูลทางไฟฟ้า	17
รูปที่ 2.10 แสดงโครงสร้างชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์แบบลัมปี	19
รูปที่ 2.11 โครงสร้างของชิ้นส่วนอินดักแตนซ์แบบลัมปี	20
รูปที่ 2.12 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนานที่สร้างจากชิ้นส่วนรีแอ็ก แตนซ์แบบลัมปี	21
รูปที่ 2.13 วงจรไบแอสที่ใช้ชิ้นส่วนอินดักแตนซ์แบบลัมปี	21
รูปที่ 2.14 ชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ที่ถูกขนาบไว้ด้วยชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์และวงจรสมมูลที่ได้	23
รูปที่ 2.15 วงจรฟิลเตอร์ชิ้นส่วนลัมปีและวงจรไมโครสตริปที่ทำงานเหมือนกัน	24
รูปที่ 4.1 MMIC ที่ใช้ในการทำ Oscillator เบอร์ HMC385LP4	32
รูปที่ 4.2 MMIC ที่ใช้ทำ Amplifier คือ MMIC เบอร์ HMC287MS8	33
รูปที่ 4.3 วงจร Directional coupler	34
รูปที่ 4.4 แสดงการทดสอบด้วยเครื่อง Network Analyzer	35
รูปที่ 4.5 แสดงพารามิเตอร์ S_{21} ขณะจ่ายแรงดัน 0 volt	35
รูปที่ 4.6 แสดงพารามิเตอร์ S_{21} ขณะจ่ายแรงดัน 2.5 volt	36
รูปที่ 4.7 เครื่อง Spectrum analyzer	37
รูปที่ 4.8 วงจร Oscillator	37
รูปที่ 4.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Tuning Voltage กับ Output Frequency	39

รูปที่ 4.10 วงจร Diode Rectifier	39
รูปที่ 4.11 วงจร directional coupler	40
รูปที่ 4.12 การทดลองเมื่อวัดกับสายอากาศต้นแบบที่ 2.45GHz	41
รูปที่ 4.13 การทดลองเมื่อวัดกับสายอากาศที่มีความถี่ 10 GHz	42

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมา

ปัจจุบันสำนักงานรวมถึงบ้านพักอาศัยได้มีการนำเอาเทคโนโลยีการสื่อสารข้อมูลแบบไร้สายแทนที่ (Wireless LAN) มาสร้างเป็นเครือข่ายเชื่อมโยงเครื่องคอมพิวเตอร์แทนการใช้ระบบ LAN มากขึ้นและส่วนประกอบหลักของเทคโนโลยีไร้สาย คือ สายอากาศซึ่งรับส่งข้อมูลที่ความถี่ช่วง 2.4-2.5 GHz ในการจะรับส่งข้อมูลนั้น สายอากาศจะต้องมีคุณภาพที่ดีทั้งนี้ขึ้นอยู่กับกระบวนการผลิตสายอากาศ และคุณภาพของสายอากาศจะต้องอาศัยเครื่องมือวัดหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆเพื่อให้ได้สายอากาศที่มีคุณสมบัติตามต้องการ อาทิเช่น เครื่อง Network ซึ่งมีราคาแพง แต่ในการตรวจสอบคุณภาพของสายอากาศสามารถตรวจสอบได้หลายวิธี เช่น ตรวจสอบด้วยค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio, VSWR) ทางคณะผู้จัดทำจึงได้ศึกษาเกี่ยวกับเรื่องอัตราส่วนคลื่นนิ่ง(VSWR) และจะได้จัดทำเครื่องมือวัดค่า VSWR ที่ย่านความถี่ 2.4-2.5 GHz ขึ้นเพื่อช่วยลดต้นทุนการผลิตสายอากาศต่อไป

1.2 วัตถุประสงค์

- 1.เพื่อศึกษาอัตราส่วนคลื่นนิ่ง
- 2.เพื่อศึกษาลักษณะการทำงานของ VSWR meter
- 3.เพื่อศึกษาหลักการทำงานของวงจรไมโครสตริป

1.3 ขอบข่ายของโครงการ

- 1.สามารถนำ MMIC มาประยุกต์ใช้งานได้
- 2.ใช้กลาวนอมิเตอร์อ่านค่า VSWR ได้
- 3.สามารถนำค่า VSWR ที่ได้จากเครื่องวัดมาวิเคราะห์สายอากาศได้

1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน

- 1.ศึกษาดำรงและค้นหาข้อมูลเกี่ยวกับ Amplifier, oscillator, directional coupler , Diode, Microstrip
- 2.ปรึกษาอาจารย์ที่ปรึกษาโครงการเพื่อวางแผนและจัดทำโครงการ
- 3.นำเสนอโครงการเพื่อพิจารณาอนุมัติ

- 4.จัดเตรียมวัสดุอุปกรณ์
- 5.ออกแบบแผ่น Microstrip เพื่อใช้งานกับ MMIC
- 6.ปฏิบัติทำ ฮาร์ดแวร์ (VSWR meter)
- 7.ทดสอบและแก้ไขการทำงานของเครื่องวัด
- 8.จัดทำรายงานโครงการ
- 9.สรุปและประเมินผล

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.เมื่อนำเครื่องวัดค่า VSWR ที่ออกแบบมาใช้ในการวัดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ของสายอากาศ(VSWR) แล้วผลที่ได้มีค่าตรงกับเครื่องวัดที่เป็นมาตรฐานและเครื่องวัด VSWR ถูกนำไปใช้ในอุตสาหกรรมทางด้านสายอากาศ
- 2.ได้รับความรู้มากขึ้นในทางปฏิบัติหลังจากทำการศึกษาทางทฤษฎีมาแล้ว
- 3.สามารถค้นคว้าหาความรู้เพิ่มเติมนอกเหนือจากหลักสูตรที่เรียนได้ และสามารถทำงานเป็นทีมได้

บทที่ 2

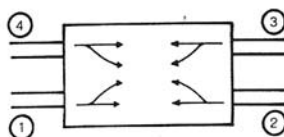
ทฤษฎีและหลักการ

2.1 ไคเร็กชันนัลคัปเปอร

2.1.1 หลักการทำงาน

ไคเร็กชันนัลคัปเปอรเป็นวงจร 4 พอร์ตที่มีที่ใช้กว้างขวางมากในระบบไมโครเวฟ การทำงานของชิ้นส่วนนี้จะเป็นดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.1 กล่าวคือ คลื่นที่เข้าจากพอร์ตที่ 1 จะส่งผ่านออกทางพอร์ตที่ 2 เป็นหลัก

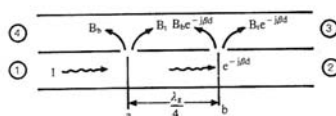
โดยมีกำลังคลื่นบางส่วนคัปปลิงไปออกที่พอร์ตที่ 3 แต่จะไม่คัปปลิงไปพอร์ตที่ 4 นั่นคือการคัปปลิงจะเป็นแบบมีทิศทางตามความหมายของชื่อเรียกชิ้นส่วนนี้ในทำนองเดียวกันคลื่นที่เข้าจากพอร์ตที่ 2 จะส่งผ่านทางพอร์ตที่ 1 เป็นหลัก โดยจะมีกำลังคลื่นบางส่วนคัปปลิงไปออกยังพอร์ตที่ 4 และคลื่นที่เข้าจากพอร์ตที่ 3 และพอร์ตที่ 4 ก็จะส่งผ่านไปในลักษณะเดียวกัน ตามลักษณะการทำงานนี้ทำให้ไคเร็กชันนัลคัปเปอรมีที่ใช้อย่างแพร่หลายในการมอนิเตอร์กำลังคลื่นและใช้ในการวัดอัตราส่วนระหว่างกำลังคลื่นขาเข้ากับกำลังคลื่นที่สะท้อนกลับ



รูปที่ 6.5-4 การทำงานของไคเร็กชันนัลคัปเปอร

รูปที่ 2.1 การทำงานของไคเร็กชันนัลคัปเปอร

ไคเร็กชันนัลคัปเปอรแบบท่อนำคลื่นนั้นโดยทั่วไปจะประกอบด้วยท่อนำคลื่น 2 ท่อ โดยจะมีผนังร่วมกันด้านหนึ่งและเจาะรูคัปปลิงบนผนังร่วมนั้น จำนวนรูคัปปลิงที่เจาะนั้นจะมีตั้งแต่แบบเจาะเพียง 1 รู จนถึงเจาะหลายๆรู



รูปที่ 6.5-5 ไคเร็กชันนัลคัปเปอรแบบท่อนำคลื่นที่เจาะรูที่ผนังร่วม 2 รู

รูปที่ 2.2 ไคเร็กชันนัลคัปเปอรแบบท่อนำคลื่นที่เจาะรูที่ผนังร่วม 2 รู

2.2 ไมโครสตริปและวงจรไมโครสตริป

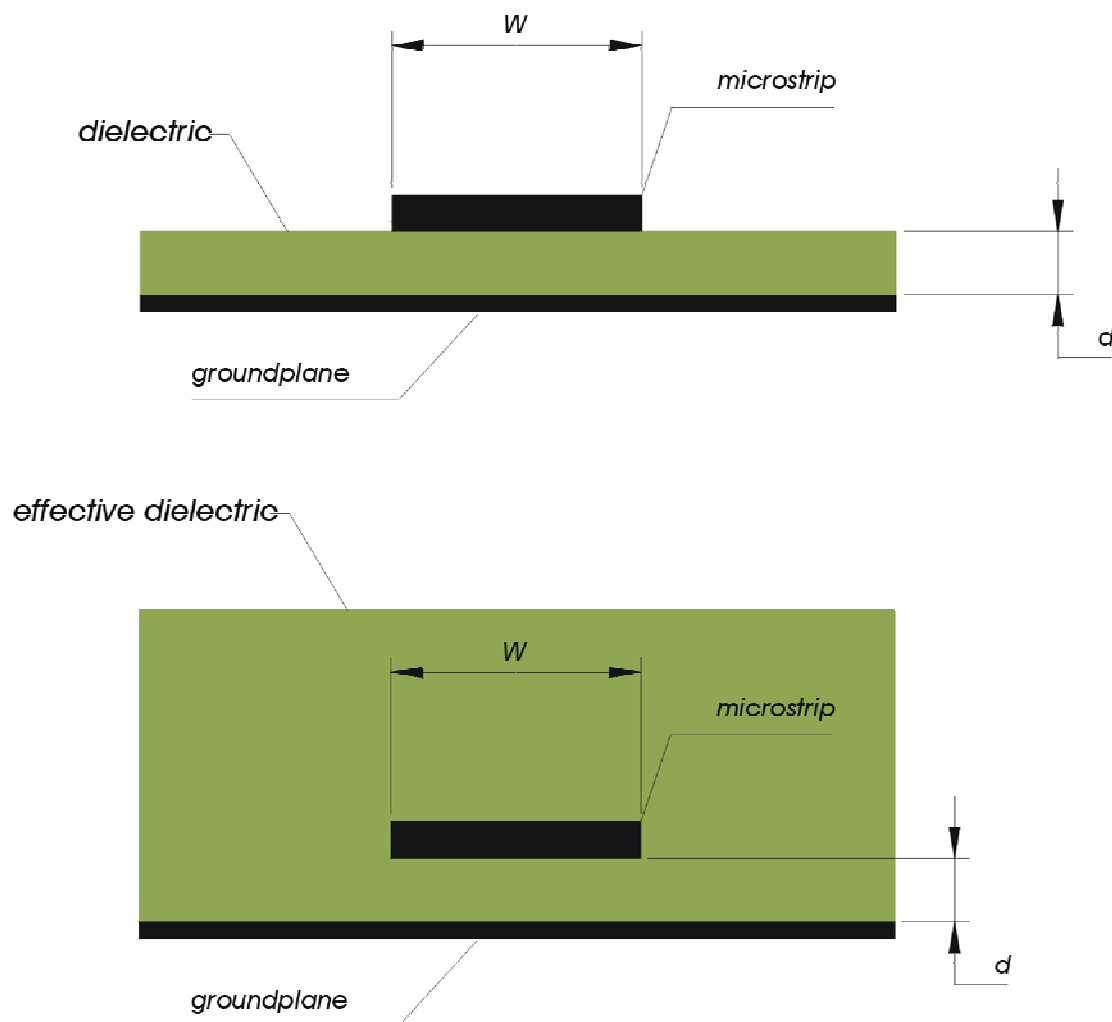
ไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณที่สร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์และใช้ในการเชื่อมโยงชิ้นส่วนวงจรต่างๆของวงจรไมโครเวฟ เนื่องจากไมโครสตริปมีขนาดเล็กจึงเหมาะสำหรับทำวงจรรวมของไมโครเวฟ(microwave integrated circuit ,MIC) แต่มีข้อจำกัดที่สามารถรับกำลังได้ต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับท่อนำคลื่น นอกจากนั้นยังมีค่าการลดทอนสัญญาณค่อนข้างสูง ดังนั้นจึงใช้ในการส่งผ่านและการจัดการกับสัญญาณที่มีระดับต่ำและบริเวณจำกัด เช่น ภายในแผ่นวงจรพิมพ์อันเดียวกัน

2.2.1 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป

2.2.1.1 โครงสร้างของไมโครสตริป

ไมโครสตริปที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.3 กล่าวก็จะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบโลหะแคบๆอยู่บนชั้นสเตรต (substrate) ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างของสเตรตเป็นผิวโลหะ พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในชั้นสเตรตบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบโลหะแคบๆ กับผิวโลหะด้านล่าง ความหนาของสเตรตนั้นจะประมาณ 2 mm. หรือต่ำกว่าลงมา ความกว้างของสตริปนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่ต้องการ สำหรับความหนาของตัวสตริปเองนั้นจะมีค่าประมาณ $5\mu\text{m}$. หรือ $10\mu\text{m}$. ขึ้นอยู่กับการใช้เทคโนโลยีแบบพิมพ์บาง หรือแบบพิมพ์หนาในการสร้างสตริปนั้น สำหรับสเตรตนั้นที่ใช้งานกันอยู่ทั่วไปจะมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน ดังตารางที่ 1 แสดงตัวอย่างของสเตรตชนิดต่างๆและคุณสมบัติที่สำคัญของสเตรตซึ่งได้แก่ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ค่า $\tan\delta$ ที่ความถี่ 10 GHz

Standard Microstrip geometry



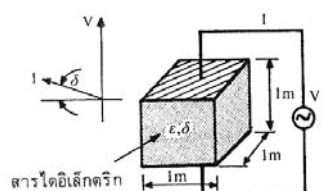
รูปที่ 2.3 โครงสร้างของไมโครสตริป

ตารางที่ 1 คุณสมบัติของฉนวนประเภทต่างๆ

วัสดุ	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก	$\tan \delta$ ที่ความถี่ 10 GHz	ค่าคงตัวของ การนำความร้อน $\text{W/cm}^2/^{\circ}\text{C}$	ความ ขรุขระ ของผิว μm	ความสามารถ ในการ ทนต่อ แรงดันไฟฟ้า (kV/cm)
อะลูมินา (alumina)					
99.5%	10	$1 \sim 2 \times 10^{-4}$	0.3	2-8	4×10^3
96%	9	6×10^{-4}	0.28	20	4×10^3
แซฟไฟร์ (sapphire)	9.4 และ 11.6 (ผลึกเดี่ยว)	1×10^{-4}	0.4	1	4×10^3
	5				
แก้ว	3.8	20×10^{-4}	0.01	1	--
ควอตซ์	13	1×10^{-4}	0.01	1	10×10^3
GaAs		6×10^{-4}	0.3	1	350

ค่าคงตัวของการนำความร้อน (thermal conductivity) ความขรุขระของผิว และความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (dielectric strength) ความหมายของคุณสมบัติที่กล่าวมาจะเป็นดังนี้คือ ค่าคงตัวของไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์จะบ่งบอกคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริกโดยเทียบกับอวกาศว่าง ค่านี้จะส่งผลทำให้อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตรักเจอร์เปลี่ยนแปลง ค่า $\tan \delta$ นั้นคือค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสดิสเพลซเมนต์ เมื่อนำสารไดอิเล็กตริกนั้นไปคั่นระหว่างแผ่นโลหะคู่หนึ่งซึ่งทำหน้าที่เป็นคาปาซิเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.4 เมื่อเขียน $\epsilon = \epsilon' - j \sigma/\omega$ ค่า $\tan \delta$ ก็จะเท่ากับ $\sigma/\omega\epsilon'$ ซึ่งค่านี้ก็จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสน้อยเพียงใดโดยที่ยิ่งต่ำก็ยิ่งดี ค่าคงตัวของการนำความร้อนนั้นจะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นจะมีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ค่านี้ยิ่งสูงยิ่งดี ความขรุขระของผิวนั้นจัดว่ามีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะถ้าผิวขรุขระเกินไปก็จะทำให้การใช้เทคโนโลยีแบบฟิล์มบางทำได้ลำบาก นอกจากนั้นก็จะมีความกระทบต่อการส่งผ่านของ

คลื่นไปตามไมโครสตริปด้วย เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่า สำหรับความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้านั้นจะบ่งถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ



รูปที่ 8.1-2 การคิดค่า $\tan \delta$

รูปที่ 2.4 การคิดค่า $\tan \delta$

เมื่อพิจารณาคูสมบัติของวัสดุแบบต่างๆ ตามตาราง ที่ 1 จะเห็นได้ว่า วัสดุแบบบอโรมินามรคุณสมบัติได้ดีในหลายๆข้อถึงแม้จะมีความขรุขระไม่ต่ำมากนัก ดังนั้นลูมินาจึงเป็นวัสดุที่นิยมใช้กันมาก สำหรับ GaAs นั้นจะใช้ในกรณีที่ทำวงจรรวมของไมโครเวฟเป็นหลัก เนื่องจาก GaAs เป็นวัสดุที่ใช้ทำชิ้นส่วนแอคทีฟสารกึ่งตัวนำแบบต่างในย่านไมโครเวฟได้ดี

2.2.1.2 การส่งผ่านของคลื่นในไมโครสตริป

ไมโครสตริปถึงแม้จะมีโครงสร้างง่ายๆ แต่การวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปโดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งที่ยุ่งยากมาก ทั้งนี้เป็นเพราะระบบแกนประสานที่ใช้ และเงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยากเมื่อเทียบกับท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณชนิดอื่นๆ อย่างไรก็ตามได้มีผู้ทำการศึกษาทางทฤษฎีและพบว่าคลื่นที่ส่งผ่านไปตามไมโครสตริปนั้นจะใกล้เคียงกับโหมด TEM มากแต่จะไม่ใช่มอด TEM เสียทีเดียว เพราะมีสนามในแนวแกนอยู่ด้วยจึงนิยมเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่าโหมดกึ่ง TEM (quasi- TEM mode) รูปที่ 2.5 แสดงเส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริป การที่มีสนามในแนวแกนอยู่บ้างนั้นเป็นเพราะโครงสร้างที่มีสารไดอิเล็กตริก และอากาศอยู่ในระบบเดียวกัน และในสภาพที่สนามในแนวแกนเกิดอยู่นี้โหมดที่ส่งผ่านอยู่นั้นก็จะเป็นไฮบริดโหมด



รูปที่ 8.1-3 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริป

รูปที่ 2.5 เส้นแรงไฟฟ้าที่ระนาบตามขวางของไมโครสตริป

การที่คลื่นส่งผ่านในโหมด TEM ซึ่งพออนุโลมให้เป็นโหมด TEM นี้ทำให้สามารถใช้หลักการวงจรกระจายในการวิเคราะห์หาคุณสมบัติของไมโครสตริปได้ กล่าวคือ ถ้าเราสามารถหาค่าอินดักแตนซ์และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ ก็จะนำค่าทั้งสองนี้ไปคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติได้ อย่างไรก็ตามการหาค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของไมโครสตริปจะยุ่งยากกว่าของสายคู่ขนานหรือสายโคแอกเชียล เพราะไมโครสตริปมีทั้งสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในบริเวณที่พลังงานของคลื่นส่งผ่าน สำหรับการหาค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวนั้นจะไม่ถูกรบกวนจากการมีสารไดอิเล็กตริก

ถึงแม้ว่าการหาค่าคาปาซิแตนซ์จะยุ่งยากกว่าปกติ แต่มีวิธีที่ทำให้ง่ายขึ้นโดยใช้วิธีหาค่าคงตัวของไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (effective dielectric constant, ϵ_{eff}) ค่า ϵ_{eff} ที่ได้จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่ สำหรับในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 2 GHz ต้องคำนึงถึงค่าดิสเพอร์ชันโดยทำการปรับแก้ค่า ϵ_{eff} ให้เหมาะสมกับความถี่ที่ใช้งาน

เมื่อคลื่นที่ส่งผ่านไปบนไมโครสตริปเป็นโหมด TEM อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติ Z_c จะเขียนอยู่ในรูปของค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว L และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว C

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1)$$

ในขณะเดียวกันความเร็วเฟส V_p จะเขียนได้ดังนี้

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2)$$

จากสมการที่ (2) ทำให้เขียน Z_c ในรูปของ V_p กับ L หรือ C ได้ดังนี้

$$Z_c = V_p L = \frac{1}{\sqrt{V_p C}} \quad (3)$$

ในขั้นต่อไปเราจะพิจารณากรณีที่ขั้วสเตรตที่เป็นสารไดอิเล็กตริกถูกดึงออกไปเหลือแต่
อากาศเพียงอย่างเดียวที่โอบล้อมไมโครสตริปอยู่ ในสภาพเช่นนี้ค่าความเร็วเฟสของคลื่น TEM ที่
ส่งผ่านจะเท่ากับความเร็วแสง และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวจะเปลี่ยนไป โดยที่ค่า
อินดักแตนซ์ไม่ถูกกระทบ ถ้าให้ค่าคาปาซิแตนซ์ที่เปลี่ยนไปนี้มีค่าเป็น C_o จะได้ความสัมพันธ์
ระหว่าง C_o กับความเร็วเฟสในรูปต่อไปนี้

$$c = \frac{1}{\sqrt{LC_o}} \quad (4)$$

ในขณะเดียวกันค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติก็จะเขียนได้ดังนี้

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C_o}} \quad (5)$$

เมื่อนำสมการ (4) หาค่าด้วยสมการ (2) จะได้ผลดังนี้

$$\frac{C}{C_o} = \left(\frac{c}{V_p} \right)^2 \quad (6)$$

ค่า $\frac{C}{C_o}$ คือค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของสารไดอิเล็กตริกที่โอบล้อมระบบเก็บ
ประจุ ในกรณีที่เรากำลังพิจารณาค่านี้ก็จะเปรียบเหมือนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล
ของไมโครสตริปที่มีขั้วสเตรตเป็นสารไดอิเล็กตริกและด้านบนเป็นอากาศอยู่ นั่นคือ

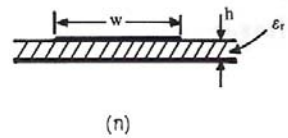
$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{c}{V_p} \right)^2 \quad (7)$$

จากสมการที่ (3) ถึงสมการ (7) จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง Z_c , Z_o และ ϵ_{eff} ได้
ดังนี้

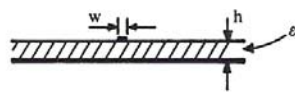
$$Z_c = \frac{Z_o}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \text{ หรือ } Z_o = Z_c \sqrt{\epsilon_{eff}} \text{ หรือ } \epsilon_{eff} = \left(\frac{Z_o}{Z_c} \right)^2 \quad (8)$$

ความสัมพันธ์ตามสมการ (8) จะใช้ประโยชน์ในการออกแบบภายหลัง

ค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนแปลงไปตามความกว้างของไมโครสตริปเมื่อเปรียบเทียบกับความหนาของซับสเตรต เมื่อพิจารณากรณีที่ $w/h \gg 1$ แสดงไว้ในรูป 2.6-ก ในกรณีนี้เนื่องจากเส้นแรงไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่ในบริเวณที่มีแถบสตริปหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกส่งผ่านอยู่ในบริเวณดังกล่าวเกือบทั้งหมด สภาพดังกล่าวจะส่งผลให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ค่า ϵ_r ของซับสเตรต หรือ $\epsilon_{\text{eff}} \rightarrow \epsilon_r$ อีกกรณีคือ กรณีที่ $w/h \ll 1$ ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.6-ข ในกรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าจะผ่าซับสเตรตครึ่งหนึ่งและผ่านอากาศครึ่งหนึ่ง ซึ่งจะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ $(\epsilon_r + 1)/2$ จะเห็นว่า ค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนแปลงตามค่า w/h และจะมีขอบบนและขอบล่างตามค่าที่ได้จากกรณีนี้



(ก)



(ข)

รูปที่ 8.1-4 ไมโครสตริปที่มี $w/h \gg 1$ และ $w/h \ll 1$ รูปที่ 2.6 ไมโครสตริปที่มี $w/d \gg 1$ และ $w/d \ll 1$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \right)$$

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \text{for } W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[W/d + 1.393 + 0.667 \ln(W/d + 1.444) \right]} & \text{for } W/d \geq 1 \end{cases}$$

$$(1/2)(\epsilon_r+1) \leq \epsilon_{\text{eff}} \leq \epsilon_r \quad (9)$$

เพื่อความสะดวกในการคำนวณ

$$\epsilon_{\text{eff}} = 1+q(\epsilon_r-1), (1/2) \leq q \leq 1 \quad (10)$$

q คือ filling factor แสดงให้รู้ว่าชั้นสเตรตที่เป็นสารไดอิเล็กตริกจะมีผลต่อโครงสร้างไมโครสตริปนั้นมากน้อยแค่ไหน เมื่อเขียนค่า ϵ_{eff} ตามสมการ (10) นี้ ค่า q ก็จะเป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามค่า w/h

ในกรณีที่ความถี่ใช้งานสูงขึ้นกว่า 2 GHz นั้นดิสเพอร์ชันเชิงวัสดุของชั้นสเตรตจะมีผลมาก การคำนึงถึงผลกระทบของดิสเพอร์ชันในส่วนนี้จะทำได้โดยพิจารณาว่าเมื่อความถี่เปลี่ยนไป ความเร็วเฟสก็จะเปลี่ยนไปด้วย ซึ่งทำให้ค่า ϵ_{eff} ตามสมการ (7) เขียนได้ดังนี้

$$\epsilon_{\text{eff}}(f) = \{c/v_p(f)\}^2 \quad (11)$$

พิจารณาค่า $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ ตามสมการที่ (11) ในช่วงความถี่ต่ำที่ $f \rightarrow 0$ นั้น ค่า $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ จะเข้าหาค่า ϵ_{eff} ของกรณีไฟฟ้าสถิตย์ และเมื่อ f มีค่าสูงขึ้นเข้าหา ∞ ค่า $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ ก็จะลู่เข้าหาค่า ϵ_r ของชั้นสเตรต เพราะความเร็วเฟสจะลู่เข้าหาความเร็วของแสงในสารไดอิเล็กตริกที่เป็นชั้นสเตรต ดังนั้นคดยทั่วไปการเปลี่ยนแปลงของค่า $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ ตามความถี่จะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 26 ซึ่งค่า $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ จะสูงขึ้นตามความถี่

2.2.1.3 การลดทอนกำลังสัญญาณของไมโครสตริป

เนื่องจากไมโครสตริปทำด้วยโลหะที่ไม่สมบูรณ์แบบ และมีสารไดอิเล็กตริกคั่นในบริเวณที่มีคลื่นส่งผ่าน ดังนั้นการลดทอนสัญญาณจึงเกิดจากทั้ง 2 สาเหตุเมื่อพิจารณาว่าไมโครสตริปส่งผ่านคลื่นในโหมด TEM

ค่าคงที่ในการลดทอน

$$\alpha = \left(\frac{R}{2Z_c} \right) + \left(\frac{GZ_c}{2} \right) \equiv \alpha_m + \alpha_d \quad (12)$$

โดยที่ α_m และ α_d เป็นค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณที่เกิดจากโลหะและสารไดอิเล็กตริกตามลำดับ

$$\alpha_m = \left(\sqrt{\frac{\omega \mu_o}{2 \times 5.8 \times 10^7 \sigma_r}} \right) \left(\frac{K}{w Z_c} \right) \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \alpha_d &= \left(\sqrt{\frac{\epsilon_{eff}}{2cC}} \right) (\omega C \tan \delta_{eff}) \\ &= \left(\frac{\pi f \sqrt{\epsilon_{eff}}}{C} \right) \tan \delta_{eff} \text{ Nep/m} \end{aligned} \quad (14)$$

$$\frac{\tan \delta_{eff}}{\tan \delta} = \frac{1 - \frac{1}{\epsilon_{eff}}}{1 - \frac{1}{\epsilon_r}} \quad (15)$$

$$\alpha = \frac{72K \sqrt{\frac{f}{\sigma_r}}}{w Z_c} + \frac{91f \sqrt{\epsilon_{eff} \left(1 - \left(\frac{1}{\epsilon_{eff}} \right) \right)}}{1 - \left(\frac{1}{\epsilon_r} \right)} \tan \delta \quad \text{dB/m} \quad (16)$$

2.3 การออกแบบไมโครสตริป

2.3.1 การออกแบบไมโครสตริปกรณีที่ใช้ความถี่ใช้งานสูงกว่า 2GHz

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}}{1 + G \left(\frac{f}{f_p} \right)^2} \quad (1)$$

ϵ_{eff} เป็นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่ความถี่ต่ำมีค่าเท่ากับ $(Z_o/Z_c)^2$

$$f_p = \frac{Z_c}{2\mu_o h}$$

หรือ

$$f_p (GHz) = \frac{Z_c}{0.8\pi h(mm)} \quad (2)$$

$$G = 0.6 + 0.009Z_c \quad (3)$$

$$Z_c(f) = Z_c \sqrt{\frac{\epsilon_{eff}}{\epsilon_{eff}(f)}} \quad (4)$$

$$Z_c = \frac{42.4 \ln \left\{ 1 + \frac{(4h/w') \left(b + \sqrt{b^2 + a\pi^2} \right)}{\sqrt{\epsilon_r + 1}} \right\}}{\sqrt{\epsilon_r + 1}} \quad (5)$$

$$\text{โดยที่} \quad w' = w + a\Delta w \quad (6ก)$$

$$a = \frac{\left(1 + \frac{1}{\epsilon_r} \right)}{2} \quad (6ข)$$

$$\Delta w = 1 \left[1 + \ln \left\{ \left(\frac{t}{h} \right)^2 + \left(\frac{1}{\pi \left(\frac{w}{t} \right) + 1.1} \right)^2 \right\}^{-1/2} \right] \quad (6ค)$$

ขั้นตอนในการคำนวณ

1. ให้ Z_c เท่ากับค่า $Z_c(f)$ ที่ต้องการออกแบบ
2. จากค่า ϵ_r และ h ของชั้นสเตรตที่กำหนดมาให้พร้อมกับค่า Z_c ทำการคำนวณค่า w
3. คำนวณค่า Z_c จากความหนาของแถบสเตรตที่กำหนดมาให้และค่า w จากข้อ 2 โดยใช้สมการที่ 5

4. คำนวณค่า Z_0 โดยใช้สมการที่ 5 ที่ให้ $\epsilon_r=1$ เสร็จแล้วคำนวณค่า $\epsilon_{eff} = (Z_0/Z_c)^2$
5. คำนวณค่า $\epsilon_{eff}(f)$ โดยใช้สมการที่ 1-3
6. คำนวณหาค่า $Z_c(f)$ จากสมการ 4 ซึ่งจะได้ค่าแตกต่างจากค่า $Z_c(f)$ ที่ต้องการบ้าง
7. กำหนดค่า Z_c ให้เท่ากับ $Z_c(f)$ ขั้นสุดท้ายที่ต้องการคูณด้วย $\sqrt{\epsilon_{eff}/\epsilon_{eff}(f)}$
8. ทวนขั้นตอน 2 ถึงขั้นตอน 7 จนกว่าค่า w ที่ได้ใน 2 ครั้งหลังจะต่างกันน้อยกว่า 1 %

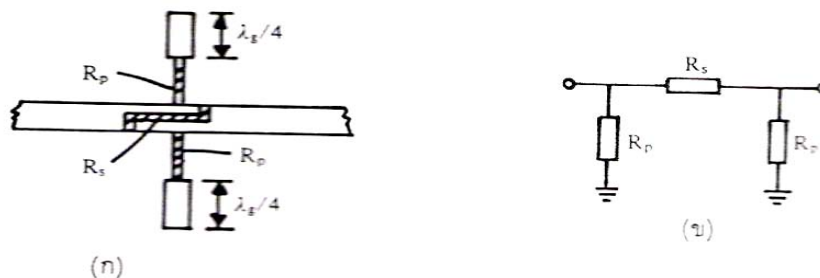
จากค่า $\epsilon_{eff}(f)$ ที่คำนวณได้ในขั้นสุดท้ายจะคำนวณความยาวคลื่นในไมโครสเตรปได้ดังนี้

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{eff}(f)}} \quad (7)$$

2.4 การลดทอนสัญญาณและการต่อแมตชิงโหนด

การลดทอนสัญญาณและการต่อแมตชิงโหนดนั้นนับว่าเป็นสิ่งจำเป็นและต้องใช้ในวงจรจริงบ่อยๆ ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างของชิ้นส่วนลดทอนสัญญาณ และชิ้นส่วนแมตชิงโหนดตามลำดับ

การลดทอนสัญญาณหรือการต่อแมตชิงโหนดนั้นจะอาศัยหลักการเดียวกันกับกรณีของสายโคแอกเชียลหรือท่อนำคลื่น กล่าวคือใช้แผ่นความต้านทานวางขนานกับระนาบที่มีกระแสไหลในกรณีของไมโครสตริปนั้นเนื่องจากกระแสไหลตามแนวแกนของไมโครสตริป ดังนั้นการฉาบฟิล์มความต้านทานในแนวเดียวกับไมโครสตริปก็จะทำให้เกิดการดูดกลืนพลังงานได้ และเพื่อให้มีการแมตชิงที่ดี ริกคาร์ดเสนอให้ใช้โครงสร้างตามที่แสดงไว้ในรูป 2f (ก) ซึ่งเมื่อเขียนวงจรสมมูลแล้วจะได้ตามรูป(ข) ชิ้นส่วนลดทอนตามโครงสร้างนี้จะเรียกว่าแบบ Π ตามโครงสร้างและรูปร่างของวงจรสมมูลที่เกิดขึ้น ในกรณีที่ไมโครสตริป $Z_C = 50 \Omega$ นั้นเมื่อออกแบบให้ $R_p = 290 \Omega$



รูปที่ 2.7 แสดงโครงสร้างชิ้นส่วนลดทอนสัญญาณของไมโครสตริปแบบ Π และวงจรสมมูล

จะทำให้เกิดการลดทอนสัญญาณเพียง 3 dB ในการออกแบบนั้นจะต้องระวังในประเด็นต่อไปนี้ ความยาวของแถบความต้านทานจะต้องสั้นเพียงพอเพื่อให้มีคุณสมบัติของชิ้นส่วนแบบลัมปี โดยทั่วไปจะต้องสั้นกว่า $\lambda_g/8$ ของความถี่สูงสุดซึ่งหมายถึงจะยาวเพียง 1 mm หรือต่ำกว่า เมื่อความถี่สูงกว่า 19 GHz ขึ้นไป ประเด็นต่อไปคือ การต่อลงกราวด์ของ R_p จะใช้ไมโครสตริปปลายเปิดวงจรที่มีความยาวประสิทธิภาพ เป็น $\lambda_g/4$ โดยที่ λ_g จะเป็นความยาวคลื่นของความถี่ศูนย์กลางที่ใช้งาน และไมโครสตริปส่วนที่ใช้ในการปิดวงจรนี้ให้มี $Z_C = 30 \Omega$ เมื่อออกแบบตามนี้แล้วจะพบว่าชิ้นส่วนลดทอนสัญญาณนี้จะมีค่าลดทอนสัญญาณ 3 dB ± 0.2 dB โดยที่มี

$VSWR < 1.1$ ตลอดช่วงความถี่ $8 \leq f \leq 20$ GHz

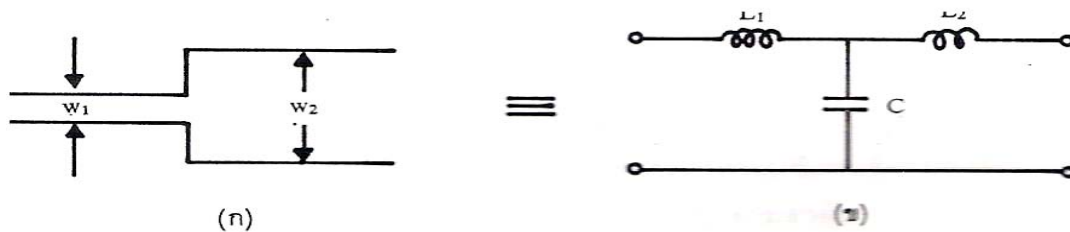
สำหรับการสร้างแมตซ์ิงโวลคั้นพบว่าที่ความถี่ต่ำกว่า 12 GHz นั้นการต่อฟิล์มความต้านทานไปตามแนวของไมโครสตริปแล้วปัดวงจรปลายสายนั้นก็จะให้ผลดีคือจะมี VSWR ต่ำกว่า 1.1 แต่สำหรับความถี่ที่สูงกว่า 12 GHz แถบฟิล์มความต้านทานมักแสดงค่าอินดักแตนซ์ด้วย หมายถึง วงจรสมมูลที่ได้จะเป็นค่ารีซิสแตนซ์ต่ออนุกรมกับค่าอินดักแตนซ์อยู่ ซึ่งทำให้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ทำได้ยากในกรณีความถี่สูงมีผู้เสนอให้ใช้ประโยชน์แบบ Π โดยนำชิ้นส่วนมาต่ออนุกรมสองชุดให้ห่างกันประมาณ $\lambda/4$ ที่ความถี่ 15 GHz แล้วต่อความต้านทาน 50Ω นั้นต่อลงกราวด์อย่างเหมาะสม เมื่อทำเช่นนี้แล้วจะได้แมตซ์ิงโวลคั้นที่มีคุณสมบัติที่ดีคือค่า VSWR ต่ำกว่า 1.1 จนถึงความถี่ 18 GHz

2.4.1 ชิ้นส่วนรีแอคแตนซ์ในวงจรไมโครสตริป

การสร้างชิ้นส่วนรีแอคแตนซ์ในวงจรไมโครสตริปเพื่อใช้ในการแมตซ์อิมพีแดนซ์อาจใช้ไมโครสตริปที่มีความกว้างเปลี่ยนแปลงเป็นขั้น แบบขั้นส่วนลัมป์ แบบสตัป และแบบที่อาศัยหลักการคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่วางขนานกัน ในที่นี้จะกล่าวถึง 2 แบบแรกเป็นหลัก

(1) ไมโครสตริปที่มีความกว้างเปลี่ยนแปลงเป็นขั้นและค่ารีแอคแตนซ์ที่เกิดขึ้น

โดยทั่วไปไมโครสตริปที่มีค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติค่าหนึ่ง เมื่อมีความไม่ต่อเนื่องเกิดขึ้นในลักษณะที่มีความกว้างของแถบสตริปเปลี่ยนไปแบบเป็นขั้นดังแสดงในรูปด้าน (ก) ตรงมุมฉากที่เกิดขึ้นนั้นจะเกิดการรวมกลุ่มของประจุไฟฟ้า ในขณะเดียวกันก็ทำให้เกิดการไหลของกระแสที่บริเวณขอบของสตริปมากขึ้น ลักษณะดังกล่าวนี้เท่ากับทำให้เกิดค่าชั้นต์คาปาซิแตนซ์และค่าอินดักแตนซ์อนุกรมขึ้นดังรูป(ข)



รูปที่ 2.8 ไมโครสตริปที่มีความกว้างเปลี่ยนเป็นชั้นและวงจรสมมูล

การหาค่า L_1 , L_2 และ C_s กุปต้า (Gupta) และกลุ่มของการักและบาห์ล (Garg and Bahl) ได้ศึกษาไว้ได้ผลดังนี้ ถ้าให้ L_{m1} และ L_{m2} เป็นค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของไมโครสตริปที่มีความกว้างเป็น w_1 และ w_2 ตามลำดับจะได้ค่า L_1 และ L_2 ในรูปต่อไปนี้

$$L_1 = \frac{L_{m1}}{L_{m1} + L_{m2}} L$$

$$L_2 = \frac{L_{m2}}{L_{m1} + L_{m2}} L$$

โดยที่ L เขียนได้ดังนี้

$$L = (L_{m1} + L_{m2}) l_{es}$$

$$l_{es} = l_c \left(1 - \frac{w_1}{w_2}\right)$$

โดยที่ C_s นั้นการักและบาห์ลได้เสนอสูตรคำนวณไว้ดังนี้ คือ

กรณี $\epsilon_r \leq 10$ และ $1.5 \leq w_1/w_2 \leq 3.5$

$$\frac{C_s}{\sqrt{w_1 w_2}} = (10.1 \log \epsilon_r + 2.33) \frac{w_1}{w_2} - 12.6 \log \epsilon_r - 3.17 \quad \text{pF/m}$$

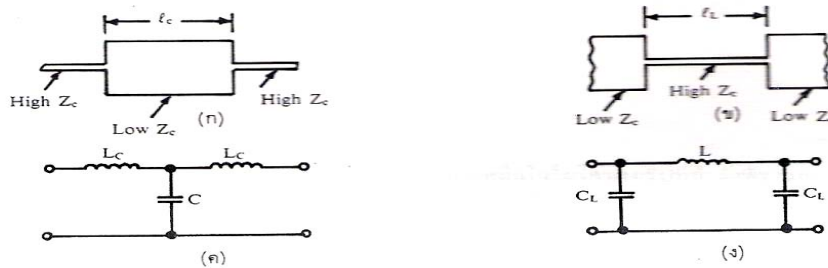
กรณี $\epsilon_r = 9.6$ และ $3.5 \leq w_1/w_2 \leq 10$

$$\frac{C_s}{\sqrt{w_1 w_2}} = (130 \log \frac{w_1}{w_2}) - 44 \quad \text{pF/m}$$

ในการสร้างชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์และชิ้นส่วนส่วนอินดักแตนซ์โดยอาศัย

โครงสร้างแบบที่ไม่ต่อเนื่องที่กล่าวมานี้ ก่อนอื่นเราจะพิจารณาคุณสมบัติสำคัญโดยรวม ดังนี้คือ ไมโครสตริปที่มีแถบสตริปกว้างกว่าแถบสตริปของสายเมนดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.9 (ก) จะทำหน้าที่เป็นคาปาซิแตนซ์เพราะมีพื้นที่ในการเก็บประจุมากขึ้น ในทางตรงข้ามไมโครสตริปที่มี

ขนาดของแถบสตริปแคบกว่าแถบสตริปของสายเมนดังแสดงไว้ในรูป (ข) พื้นที่ในการเก็บประจุจะน้อยลงทำให้พลังงานเก็บสะสมอยู่ในรูปสนามแม่เหล็กมากกว่าสนามไฟฟ้าโครงสร้างนี้จึงทำตัวเหมือนกับค่าอินดักแตนซ์ที่ต่ออนุกรมอยู่กับสายเมน และเนื่องจากที่ปลายไม่ต่อเนื่องทั้งสองด้านจะมีผลทางด้านอินดักแตนซ์และคาปาซิแตนซ์ตามลำดับ จึงทำให้วงจรสมมูลของชิ้นส่วนทั้งสองแบบนี้เขียนได้ตามรูป (ค) และ (ง) ตามลำดับ



รูปที่ 2.9 การค้นไมโครสตริปด้วยแถบสตริปที่กว้างขึ้นและแคบลง และวงจรสมมูลทางไฟฟ้า

ในการคำนวณความยาว l_c ที่จะทำให้ชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์มีค่าเช่นเดียวกับคาปาซิแตนซ์ตามต้องการ นั้นพิจารณาดังนี้ คือ เนื่องจากแถบไมโครสตริปที่นำมาคั่นเพื่อทำหน้าที่เป็นชั้นค่าคาปาซิแตนซ์ นั้นมักมีความยาวระดับหนึ่ง ทำให้ต้องพิจารณาในรูปของวงจรกระเจายนั้นมาคิดในรูปของวงจรสมมูลรูปตัว T ดังที่แสดงไว้ในรูป (ค) ที่ผ่านมา ค่าชั๊สแซบแดนซ์ B_c ของวงจรสมมูล จะเขียนในรูปพารามิเตอร์ของวงจรกระเจายนี้อย่างนี้

$$B_c = \frac{1}{Z_c C} \sin \frac{2\pi l_c}{\lambda g C}$$

โดยที่ $Z_c C$ เป็นอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปในช่วงที่กำลังพิจารณาอยู่ และ $\lambda g C$ เป็นความยาวคลื่นในช่วงเดียวกันนี้ เมื่อกำหนดค่า B_c หรือ ωC และ $Z_c C$ มาให้ก็จะสามารถคำนวณความยาวของ l_c ได้ อย่างไรก็ตามเราจำเป็นต้องคิดค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นที่ปลายทั้งสองเมื่อไมโครสตริปเส้นนี้ต่ออยู่กับไมโครสตริปที่มีความกว้างของแถบสตริปเล็กกว่าดังกล่าวข้างต้น นอกจากนั้นถ้าไมโครสตริปแถบกว้างนี้ไปต่ออยู่กับไมโครสตริปแถบแคบที่ทำหน้าที่เป็นค่าอินดักแตนซ์ตัววงจรสมมูลในรูป(ง) ผลของค่าชั๊สแซบแดนซ์ B_L ก็จะมีส่วนทำให้ความยาว l_c ที่ต้องการสั้นลงด้วย

สำหรับค่าอินดักแตนซ์ X_L ในวงจรสมมูลตามรูป (ค) นั้นจะมีค่าคำนวณตามสูตรดังต่อไปนี้

$$X_c = \frac{\prod lcZcC}{\lambda gC} \quad \text{หรือ} \quad L_c = \frac{lcCZcC}{2f\lambda gC}$$

และเนื่องจากทั้งค่า $\frac{lc}{\lambda gC}$ มีขนาดเล็ก ดังนั้นถ้าความถี่อยู่ในหลักของ GHz ค่า L_c จะอยู่ในหลักของ nH หรือต่ำกว่าเมื่อค่า L_c ต่ำมากก็สามารถละเลยได้

ในกรณีของชิ้นส่วนแบบอินดักแตนซ์นั้นการพิจารณาหาค่า X_L, B_L ในวงจรสมมูลตามรูปที่ 2.9(ง) สามารถคำนวณหาได้ดังนี้

$$X_L = ZcL \sin\left(\frac{2\prod lL}{\lambda gL}\right)$$

โดยที่ ZcL และ λgL เป็นอิมพีแดนซ์และความยาวคลื่นในไมโครสตริปที่กำลังพิจารณาอยู่นี้จากสมการนี้เมื่อกำหนดค่า X_L และ ZcL ที่ต้องการมาให้อาจจะทำให้คำนวณความยาวที่ต้องการได้

สำหรับค่า B_L ในวงจรตามรูป 2h(ง) หาได้โดย

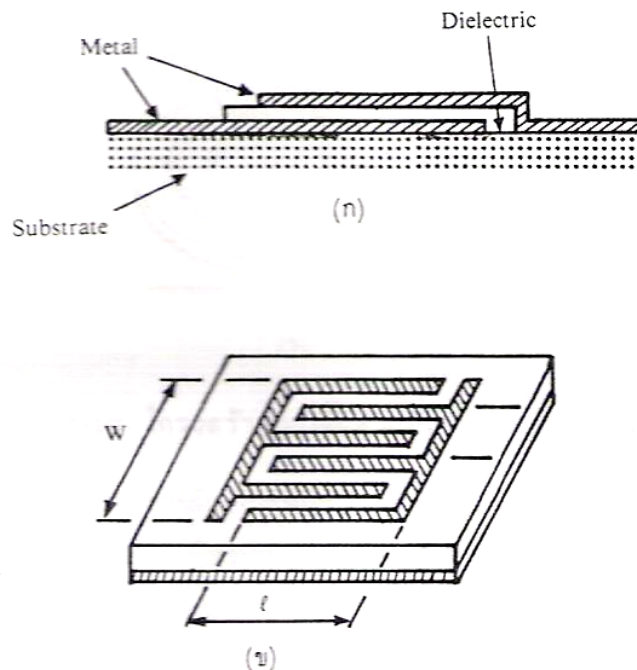
$$B_L = \frac{1}{ZcL} \tan\left(\frac{\prod lL}{\lambda gL}\right)$$

จากที่กล่าวมาข้างต้นนี้จะเห็นได้ว่าเราสามารถคำนวณหาพารามิเตอร์ของวงจรสมมูลของชิ้นส่วนไมโครสตริปที่ทำหน้าที่เป็นคาปาซิแตนซ์ และทำหน้าที่เป็นอินดักแตนซ์ได้ ดังนั้นเราจะสามารถนำชิ้นส่วนเหล่านี้ไปต่อกันแบบแคสเคดเพื่อประกอบเป็นวงจรฟิลเตอร์ได้

(2) ชิ้นส่วนรีแอ็กแตนซ์แบบลัมปี

ชิ้นส่วนรีแอ็กแตนซ์แบบลัมปีในวงจรไมโครสตริปนั้นบางครั้งให้ความสะดวกในการทำงานเพราะมีขนาดเล็ก ในที่นี้จะกล่าวถึงชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์และชิ้นส่วนรีแอ็กแตนซ์แบบลัมปีและการใช้งานของชิ้นส่วนเหล่านี้

ชิ้นส่วนรีแอ็กแตนซ์แบบลัมปีที่มีใช้กันอยู่นั้นจะมีโครงสร้างตามรูปที่ 2.10 ในรูป(ก) นั้นเป็นโครงสร้างแบบแผ่นโลหะขนาน ซึ่งจะมีลักษณะคล้ายกับชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์ในย่านความถี่ต่ำไมโครเวฟ กล่าวคือ เป็นแผ่นโลหะขนานที่คั่นด้วยสารไดอิเล็กตริก



รูปที่ 2.10 แสดงโครงสร้างชั้นส่วนคาปาซิแตนซ์แบบลัมปี

การคำนวณค่าคาปาซิแตนซ์ความถี่ต่ำทำได้โดยใช้สูตรต่อไปนี้

$$C = 8.85 \frac{\epsilon_r S}{d} \quad \text{pF}$$

โดยที่ S เป็นพื้นที่ของแผ่นโลหะ และ d เป็นความหนาแน่นของสารไดอิเล็กตริก ตัวอย่าง C ในกรณีนี้เช่น สารไดอิเล็กตริกเป็นซิลิกา(SiO_2) ซึ่งมี $\epsilon_r = 2.25$ $S = 1 \text{ mm}^2$ $d = 10 \text{ } \mu\text{m}$ $C \approx 2 \text{ pF}$

สำหรับชั้นส่วนคาปาซิแตนซ์ที่มีโครงสร้างตามรูปที่ 2i(ข) นั้น จะมีรูปร่างเหมือนหวี 2 อัน ขบกันอยู่ในกรณีนี้ค่า C จะคำนวณได้จากสูตรต่อไปนี้

$$C = \frac{\epsilon_r + 1}{W} l [(N - 3)A_1 + A_2] \quad \text{pF}$$

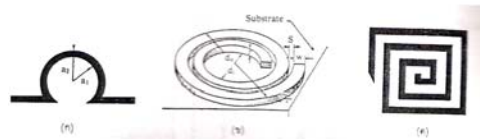
โดยที่ $A_1 = 8.85 \times 10^{-2} W$, $A_2 = 9.92 \times 10^{-2} W$ และ W มีหน่วยเป็น cm โครงสร้างแบบนี้ โดยทั่วไปจะสร้างคาปาซิแตนซ์ที่มีค่าอยู่ในช่วง 0.1-15 pF

อันดับต่อไปเป็นชั้นส่วนอินดักแตนซ์แบบลัมปี รูปที่ 2j แสดงโครงสร้างชั้นส่วนดังกล่าวนี้ รูป(ก)แสดงแบบที่มีโครงสร้างเป็นรูปลูปวงกลมสร้างบน

ชั้นสเตรต ซึ่งจะอาศัยหลักการของการเกิดฟลักซ์ลิงเกจ (flux linkage) ระหว่างฟลักซ์แม่เหล็กกับกระแสไฟฟ้าในการสร้างคุณสมบัติอินดักแตนซ์ เช่นเดียวกับที่ใช้ในย่านความถี่ต่ำไมโครเวฟ เพื่อให้ $a = (a_1 + a_2)/2$ หรือเป็นรัศมีเฉลี่ยลูปวงกลม w เป็นความกว้างของแถบโลหะ และ t เป็นความหนาของแถบโลหะจะสามารถคำนวณค่า L ได้จากสูตรต่อไปนี้

$$L = 2 \left[\ln \frac{l}{w+t} - 1.76 \right] \quad \text{nH}$$

โดยที่ l เป็นความยาวของวงรูป ในกรณีวงรูปเกือบๆปิดก็จะใช้ $l = 2\pi a$



รูปที่ 2.11 โครงสร้างของชิ้นส่วนอินดักแตนซ์แบบลัมป์

สำหรับชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ที่มีโครงสร้างตามรูปที่ 2.11(ข)และ(ค)ซึ่งมีรูปร่างเหมือนกันขยงแบบวงกลม และแบบสี่เหลี่ยมก็อาศัยหลักการของฟลักซ์ลิกเกจเช่นเดียวกันสูตรสำหรับรูป(ข) คือ

$$L = 393 \frac{a^2 n^2}{8a + 11c} \quad \text{nH}$$

โดยที่ a เป็นรัศมีเฉลี่ยของขดสตริป คือ $a = (d_o + d_i)/2$ และ $C = (d_o - d_i)/2$

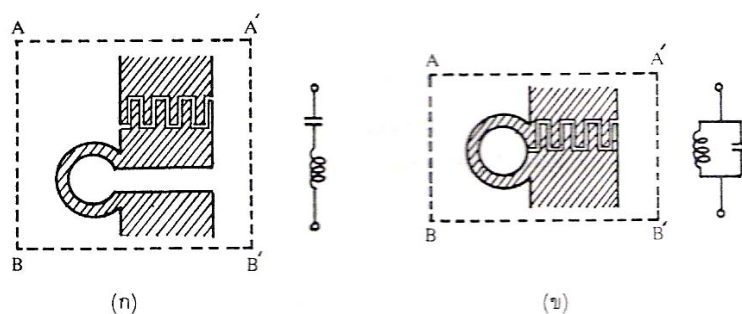
และ n เป็นจำนวนรอบ และ d_o, d_i มีหน่วยเป็น cm สำหรับโครงสร้างตามรูป(ค)

หาได้จากสูตร

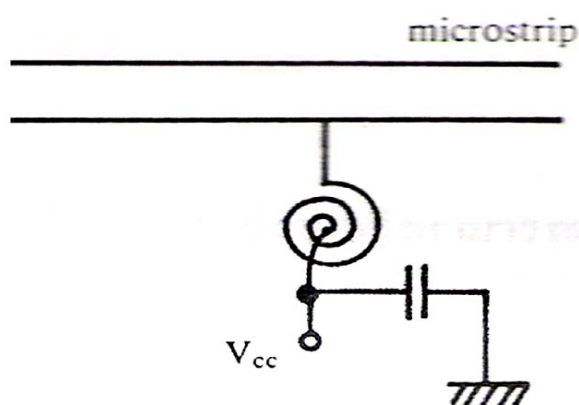
$$L = 0.24 a n^{5/3} \ln \frac{8a}{c}$$

สูตรหาค่า L ทั้งสองสูตรนี้เป็นการคำนวณค่า L ของโครงสร้างในสภาพที่อยู่ลอยๆในอากาศ ในกรณีที่โครงสร้างอยู่บนชั้นสเตรตที่หน้าตรงข้ามเป็นแผ่นกราวด์สูตรทั้งหลายจะใช้งานได้อีกต่อเมื่อผลคูณของ ϵ_r กับ Z_c มีค่าเกิน 300Ω

ชิ้นส่วนรีแอคแตนซ์แบบลัมป์ที่กล่าวมานี้นอกจากจะใช้งานใดๆแล้วยังใช้ประกอบเป็นวงจรเรโซแนนซ์ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.12 และใช้ในวงจรไบแอสดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.12 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนานที่สร้างจากชิ้นส่วนรีแอคแตนซ์แบบลัมป์



รูปที่ 2.13 วงจรไบแอสที่ใช้ชิ้นส่วนอินดักแตนซ์แบบลัมป์

อนึ่งชิ้นส่วนรีแอคแตนซ์ที่กล่าวมาทั้งหมดในหัวข้อนี้ ส่วนใหญ่จะทำงานได้ดีในย่านความถี่ที่ต่ำกว่า 2 GHz เพราะที่ความถี่สูงเกินไป จะต้องมีความถี่สูงมาก และการสูญเสียก็จะสูงขึ้นด้วย

2.4.2 การออกแบบวงจรฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำที่ใช้ชิ้นส่วนรีแอคแตนซ์แบบวงจรกระจาย

ในการออกแบบวงจรฟิลเตอร์มีขั้นตอนดังนี้ คือ

(ก) กำหนดคุณสมบัติของฟิลเตอร์ที่ต้องการ

(ข) จากคุณสมบัติที่ต้องการทำการกำหนดวงจรชิ้นส่วนลัมป์ และกำหนดค่าของชิ้นส่วนลัมป์ต่างๆในวงจรนั้น

(ค) เขียนวงจรไมโครสตริปที่มีวงจรสมมูลตามวงจรขึ้นส่วนลัมป์ในข้อ (ข) จากนั้นทำการคำนวณความกว้างและความยาวของไมโครสตริปแต่ละช่วงที่ให้ค่าอินดักแตนซ์หรือคาปาซิแตนซ์ที่ต้องการ

ขั้นตอน(ก)และ(ข)นั้นเป็นขั้นตอนปกติที่ใช้ในการออกแบบวงจรขึ้นส่วนลัมป์โดยทั่วไป ซึ่งรายละเอียดแสดงไว้ในหนังสือเกี่ยวกับการออกแบบฟิลเตอร์ทั่วไป ดังนั้นในที่นี้จะกล่าวถึงขั้นตอน (ค)เป็นหลัก เมื่อได้วงจรตามขั้นตอน (ข) ก็จะสามารถเขียนวงจรไมโครสตริปแต่ละช่วงให้มีค่าอินดักแตนซ์และคาปาซิแตนซ์ตามต้องการ การกำหนดค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัตินี้เท่ากับเป็นการกำหนดความกว้างของแถบสตริป ซึ่งจะต้องคำนึงถึงความเป็นไปได้ในการสร้างและปัญหาที่เกิดขึ้นได้ โดยทั่วไปสิ่งที่จะต้องคำนึงถึงมี 2 ประการด้วยกัน คือ

(ก) โยขึ้นส่วนอินดักแตนซ์การสร้างอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่มีค่าสูงเกินไปจะทำให้แถบไมโครสตริปแคบมาจนเกิดปัญหาในการสร้างได้

(ข) ในขึ้นส่วนคาปาซิแตนซ์ การสร้างอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่มีค่าต่ำเกินไปจะทำให้แถบความกว้างของสตริปกว้างมากจนทำให้เกิดเรโซแนนซ์ตามแนวขวาง (transverse resonance) ของคลื่นความถี่สูงสุดได้

จากข้อจำกัดนี้ทำให้การใช้งานจริงสามารถเลือกใช้ค่า Z_c ในช่วงจำกัดเท่านั้นยกตัวอย่างเช่น ในกรณีที่ฉนวนเป็นอลูมินาที่มี $\epsilon_r = 9.6$ และมีความหนาเท่ากับ 0.635 mm ค่า Z_c ที่เลือกใช้จะอยู่ในช่วง 25Ω ถึงประมาณ 90Ω ทั้งนี้เมื่อลองคำนวณความกว้างของแถบสตริปและความยาวคลื่นของความถี่ 2 GHz ใน

ไมโครสตริปที่มีค่า Z_c ดังกล่าวนี้อาจได้จะเป็นดังตารางข้างล่างนี้

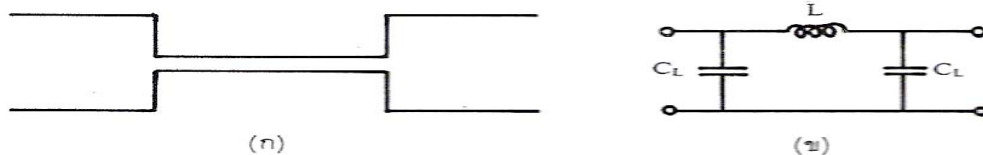
$Z_c(\Omega)$	25	50	90
W (mm)	2.00	0.63	0.13
λ_g (mm)	55.7	64.7	65.0

เมื่อพิจารณาค่า $w = 0.13$ mm เมื่อ $Z_c = 90 \Omega$ ซึ่งจัดว่าแคบมาก ดังนั้นถ้าให้ Z_c ค่าใหญ่กว่านี้ก็จะเกิดปัญหาในการสร้างได้ สำหรับ $Z_c = 25 \Omega$ นั้น w จะมีค่าประมาณ 2 mm ซึ่งจัดว่ายังไม่กว้างนัก แต่ถ้าออกแบบให้ Z_c เล็กกว่านี้ w ก็จะกว้างขึ้นทำให้เกิดปัญหาของการเกิดเรโซแนนซ์ตามแนวขวางได้ นอกจากนั้นยังทำให้ต้องการพื้นที่มากขึ้นด้วย

เมื่อสามารถใช้ค่า Z_c ที่เหมาะสมสำหรับไมโครสตริปแต่ละช่วงได้แล้ว ก็จะนำไปคำนวณความยาวของไมโครสตริปที่จะทำให้ได้ค่า L และค่า C ตามที่ต้องการต่อไปได้ อย่างไรก็ตามในกรณีของวงจรฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำที่กำลังพิจารณาอยู่นี้ โดยทั่วไปจะต้องนำขึ้นส่วนอินดักแตนซ์

ต่อสลับกับชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์ต่อสลับกับชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์ ดังนั้นในการกำหนดความยาวของแต่ละชิ้นส่วนจึงต้องคำนึงถึงผลจากชิ้นส่วนข้างเคียงด้วย ในการพิจารณาความยาว l_L ของชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.14(ก) นั้น เนื่องจากวงจรสมมูลเขียนได้ตามรูป (ข) และ L_c ของชิ้นส่วนข้างเคียงมีขนาดเล็กจนสามารถละเลยได้ ในทำนองเดียวกัน L_s ซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนความกว้างแบบเป็นขั้นที่ปลายสายก็มีขนาดเล็กจนสามารถละเลยได้ ในทำนองเดียวกัน L_s ซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนความกว้างแบบเป็นขั้นที่ปลายสายก็มีขนาดเล็กจะสามารถละเลยได้ ดังนั้นการกำหนดความยาวของ l_L ก็จะทำให้ได้โดยใช้สมการที่ผ่านมาทำให้ได้ผลดังนี้

$$l_L = \frac{\lambda g L}{2\pi} \sin^{-1} \left(\frac{\omega L l}{Z_c L} \right)$$



รูปที่ 2.14 ชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ที่ถูกขนาบไว้ด้วยชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์และวงจรสมมูลที่ได้สำหรับค่า C_L จะได้ดังนี้

$$C_L = \frac{1}{\omega Z_c L} \tan \left(\frac{\pi l L}{\lambda g L} \right)$$

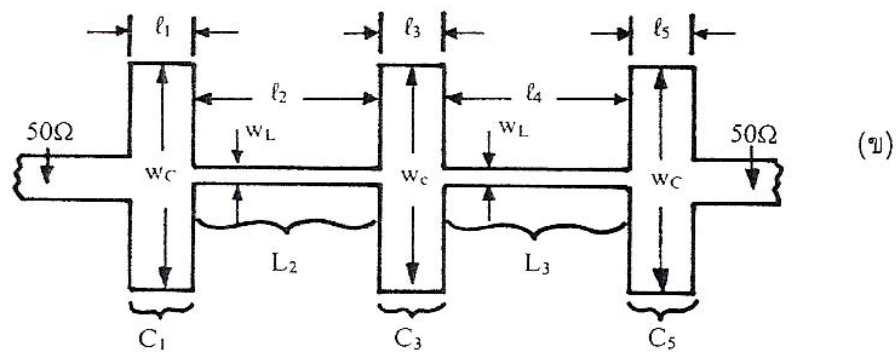
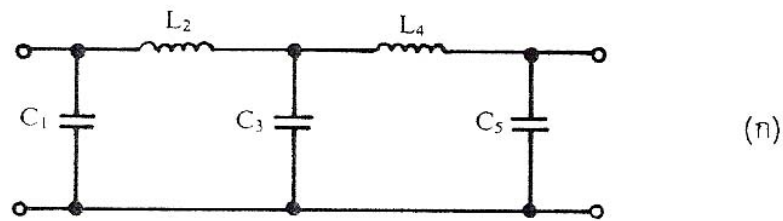
ในอันดับต่อไปจะพิจารณาวิธีกำหนดความยาว l_c ของชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์ที่ถูกขนาบด้วยชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.9(ก) ในกรณีนี้เนื่องจากวงจรสมมูลจะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูป(ค) ดังนั้นการคำนวณค่า l_c จะต้องพิจารณาอย่างรอบคอบดังนี้คือ ถ้าค่าคาปาซิแตนซ์รวมที่ต้องการคือ C_T เนื่องจาก L_c มีขนาดเล็กมากละเลยได้ ค่าคาปาซิแตนซ์ C_c ที่จะนำไปกำหนดความยาวของ l_c ก็จะมีค่าดังต่อไปนี้

$$C_c = C_T - C_{L1} - C_{L2} - C_{s1} - C_{s2}$$

โดยที่ C_{L1} , C_{L2} เป็นค่าคาปาซิแตนซ์จากชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ข้างเคียง ซึ่งคำนวณได้จากสมการข้างต้นและ C_{s1} , C_{s2} เป็นคาปาซิแตนซ์ที่เกิดจากฟริ่งจิงที่ปลายสายดังนั้น l_c จึงถูกกำหนดค่า C_c หรือคำนวณได้จาก

$$l_c = \frac{\lambda g C}{2\pi} \sin^{-1}(\omega C c Z_c C)$$

จากที่กล่าวมาข้างต้นนี้จะเห็นได้ว่าการกำหนดวงจรของชิ้นส่วนแบบลัมป์ได้ก็จะนำไปคำนวณหาความกว้างและความยาวของชิ้นส่วนไมโครสตริปแต่ละช่วงได้ รูปที่ 2.15 แสดงตัวอย่างโครงสร้างของวงจรไมโครสตริปที่นำมาใช้งานเหมือนกับวงจรชิ้นส่วนแบบลัมป์ที่แสดงไว้ในรูป (ก) รูปที่แสดงนี้เป็นกรณีที่ไม่โครสตริปที่อินพุตและเอาต์พุตมีค่าเป็น 50 โอห์ม

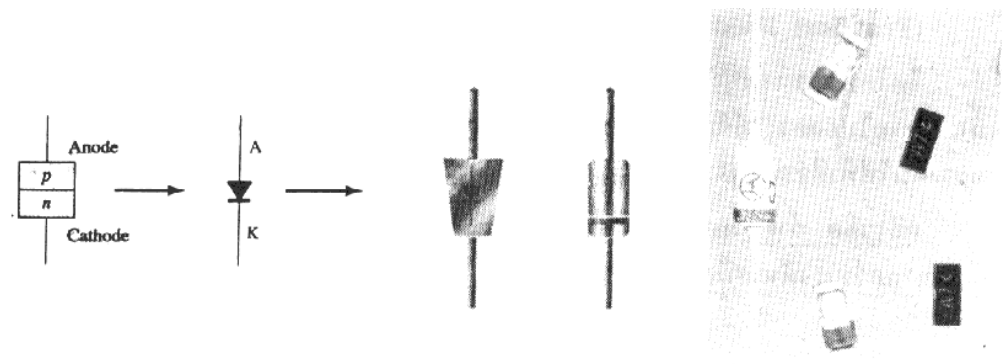


รูปที่ 2.15 วงจรฟิลเตอร์ชิ้นส่วนลัมป์และวงจรไมโครสตริปที่ทำงานเหมือนกัน

2.5 ไดโอด

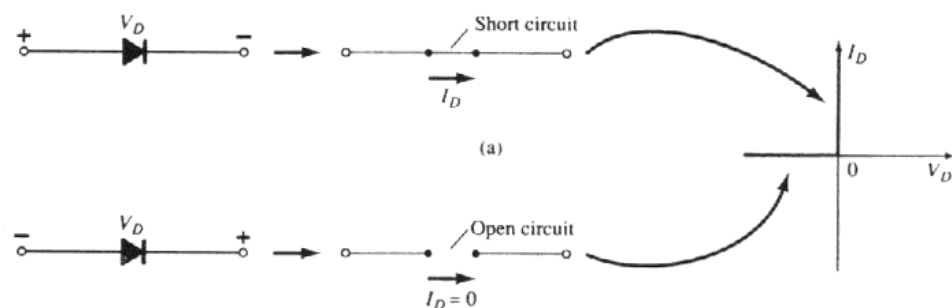
ไดโอด เป็นอุปกรณ์ที่ทำจากสารกึ่งตัวนำ p-n สามารถควบคุมให้กระแสไฟฟ้าจากภายนอกไหลผ่านตัวมันได้ทิศทางเดียว

ไดโอดประกอบด้วยขั้ว 2 ขั้ว คือ แอโนด (Anode ; A) ซึ่งต่ออยู่กับสารกึ่งตัวนำชนิด p และ แคโทด (Cathode ; K) ซึ่งต่ออยู่กับสารกึ่งตัวนำชนิด n ดังรูป



ไดโอดในทางอุดมคติ (Ideal Diode)

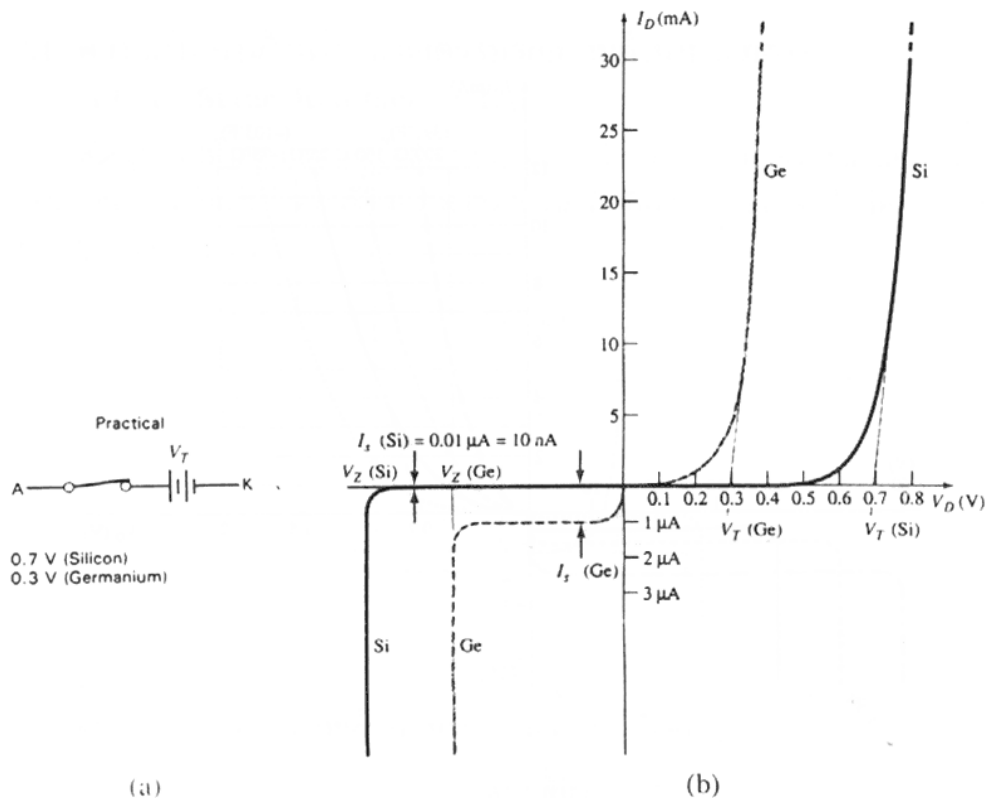
ไดโอดในอุดมคติมีลักษณะเหมือนสวิตช์ที่สามารถนำกระแสไหลผ่านได้ในทิศทางเดียว



จากภาพถ้าต่อขั้วแบตเตอรี่ให้เป็นแบบไบอัสตรง ไดโอดจะเปรียบเป็นเสมือนกับสวิตช์ที่ปิด (Close Switch) หรือไดโอดลัดวงจร (Short Circuit) I_D ไหลผ่านไดโอดได้ แต่ถ้าต่อขั้วแบตเตอรี่แบบไบอัสกลับ ไดโอดจะเปรียบเป็นเสมือนสวิตช์เปิด (Open Switch) หรือเปิดวงจร (Open Circuit) ทำให้ I_D เท่ากับศูนย์

ไดโอดในทางปฏิบัติ (Practical Diode)

ไดโอดในทางปฏิบัติมีการแพร่กระจายของพาหะส่วนน้อยที่บริเวณรอยต่ออยู่จำนวนหนึ่ง ดังนั้น ถ้าต่อไบอัสตรงให้กับไดโอดในทางปฏิบัติก็จะเกิด แรงดันเสมือน ($V_{\text{Ge}} \approx 0.3\text{V}$; $V_{\text{Si}} \approx 0.7\text{V}$) ซึ่งต้านแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายเพื่อการไบอัสตรง ดังรูป

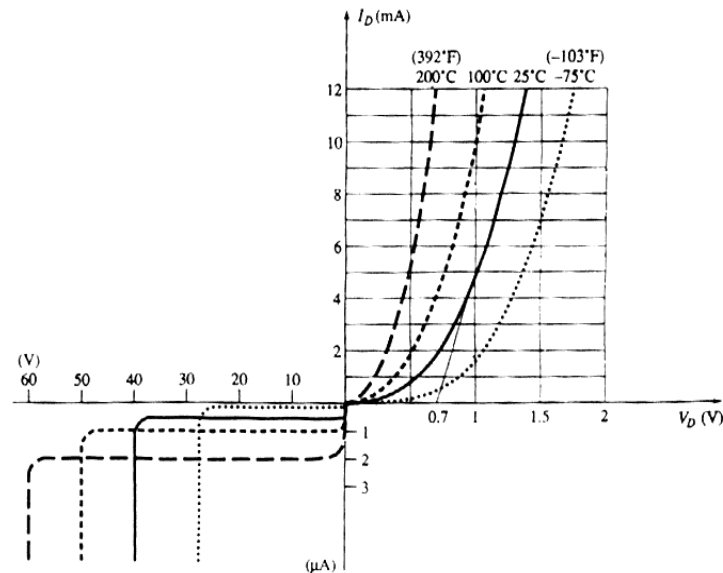


ขนาดของแรงดันเสมือนจึงเป็นตัวบอกจุดทำงาน ดังนั้น จึงเรียก แรงดันเสมือน อีกอย่างหนึ่งว่า แรงดันในการเปิด (Turn-on Voltage ; V_t) กรณีไบอัสกลับ เราทราบว่า Depletion Region จะขยายกว้างขึ้น แต่ก็ยังมีพาหะข้างน้อยแพร่กระจายที่รอยต่ออยู่จำนวนหนึ่ง แต่ก็ยังมีกระแสรั่วไหลอยู่จำนวนหนึ่ง เรียกว่า กระแสรั่วไหล (Leakage Current) เมื่อเพิ่มแรงดันไฟฟ้าขึ้นเรื่อยๆ กระแสรั่วไหลจะเพิ่มขึ้นจนถึงจุดที่ไดโอดนำกระแสเพิ่มขึ้นมาก ระดับกระแสที่จุดนี้ เรียกว่า กระแสอิ่มตัวย้อนกลับ (Reverse Saturation Current ; I_s) แรงดันไฟฟ้าที่จุดนี้ เรียกว่า แรงดันพังทลาย (Breakdown Voltage) และถ้าแรงดันไบอัสกลับสูงขึ้นจนถึงจุดสูงสุดที่ไดโอดทนได้ เราเรียกว่า แรงดันพังทลายซีเนอร์ (Zener Breakdown Voltage ; V_z) ถ้าแรงดันไบอัสกลับสูงกว่า V_z จะเกิดความร้อนอย่างมากที่รอยต่อของไดโอด ส่งผลให้ไดโอดเสียหายหรือพังได้ แรงดันไฟฟ้าที่จุดนี้เราเรียกว่า แรงดันพังทลายอวาแลนซ์ (Avalanche Breakdown Voltage) ดังนั้น การนำไดโอดไปใช้งานจึงใช้กับการไบอัสตรงเท่านั้น

ผลกระทบของอุณหภูมิ(Temperature Effects)

จากการทดลองพบว่า I_s ของ Si จะมีค่าเพิ่มขึ้นเกือบ 2 เท่า ทุกๆ ครั้งที่อุณหภูมิเพิ่มขึ้น 10 องศาเซลเซียส ขณะที่ Ge มีค่า I_s เป็น 1 หรือ 2 micro-amp ที่ 25 องศาเซลเซียส แต่ที่ 100 องศาเซลเซียสจะมีค่า I_s เพิ่มขึ้นเป็น 100 micro-amp ระดับกระแสไฟฟ้าขนาดนี้จะเป็นปัญหาต่อการเปิด

วงจรเนื่องจากได้รับการไบอัสกลับ เพราะแทนที่ I_D จะมีค่าใกล้เคียงศูนย์ แต่กลับนำกระแสได้จำนวนหนึ่งตามอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น



ซีเนอร์ไดโอด (Zener Diode)

ซีเนอร์ไดโอดเป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่นำกระแสได้เมื่อได้รับไบอัสกลับ และระดับแรงดันไบอัสกลับที่นำซีเนอร์ไดโอดไปใช้งานได้เรียกว่า ระดับแรงดันพังทลายซีเนอร์ (Zener Breakdown Voltage ; V_Z) จากภาพ ทำให้ทราบว่าการทำงานซีเนอร์ไดโอดเราจะต่อแบบไบอัสกลับ

กราฟแสดงคุณลักษณะของซีเนอร์ไดโอด จะเห็นได้ว่าขณะไบอัสซีเนอร์ไดโอด แรงดันไบอัสกลับ (V_R) จะมีค่าน้อยกว่า V_Z เล็กน้อย

ไดโอดประเภทนี้เหมาะที่จะนำไปใช้ควบคุมแรงดันที่โหลดหรือวงจรที่ต้องการแรงดันคงที่ เช่น ประกอบอยู่ในแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง หรือโวลเทจเรกูเลเตอร์

ไดโอดวาร์กเตอร์หรือวารีแคป

ไดโอดวาร์กเตอร์หรือวารีแคปเป็นไดโอดที่มีลักษณะพิเศษ คือ สามารถปรับค่าคาปาซิแตนซ์เชื่อมต่อ (C_t) ได้โดยการปรับค่าแรงดันไบอัสกลับ ไดโอดประเภทนี้มีโครงสร้างเหมือนกับไดโอดทั่วไปและมีลักษณะ ดังรูป

ขณะแรงดันไบอัสกลับ (Reverse Bias Voltage ; V_R) มีค่าต่ำ Depletion Region จะแคบลง ทำให้ C_t ตรงรอบต่อมีค่าสูง แต่ในทางตรงข้ามถ้าเราปรับ V_R ให้สูงขึ้น Depletion Region จะขยาย

กว้างขึ้นทำให้ C_t มีค่าต่ำ

จากลักษณะดังกล่าว เราจึงนำวารีแคปไปใช้ในวงจรปรับความถี่ เช่น วงจรจูนความถี่อัตโนมัติ (Automatic Fine Tuning ; AFC) และวงจรกรองความถี่ซึ่งปรับช่วงความถี่ได้ตามต้องการ (Variable Bandpass Filter) เป็นต้น

แอลอีดี(Light Emitting Diode;LED)

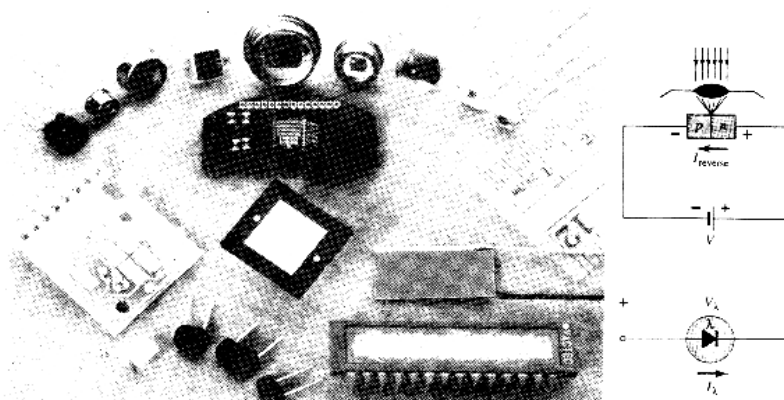
LED เป็นไดโอดที่ใช้สารประเภทแกเลียมอาร์เซไนด์ (Gallium Arsenide Phosphide ; GaAsP) หรือสารแกเลียมฟอสไฟด์ (Gallium Phosphide ; GaP) มาทำเป็นสารกึ่งตัวนำชนิด p และ n แทนสาร Si และ Ge มีสัญลักษณ์ ดังรูป

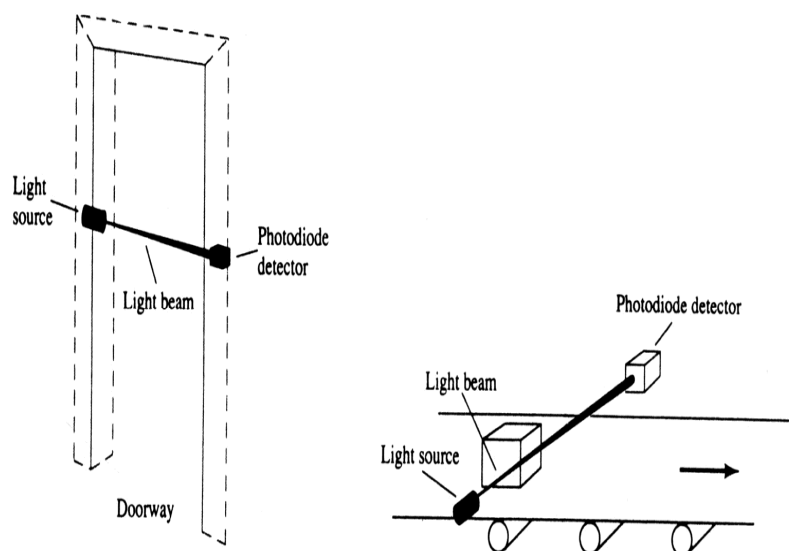
สารเหล่านี้มีคุณลักษณะพิเศษ คือ สามารถเรืองแสงได้เมื่อได้รับไบอัสตรง การเกิดแสงที่ตัว LED นี้เราเรียกว่า อิเล็กโทรลูมิเนสเซนซ์ (Electroluminescence) ปัจจุบันนิยมใช้ LED แสดงผลในเครื่องมืออิเล็กทรอนิกส์ เช่น เครื่องคิดเลข, นาฬิกา เป็นต้น

โฟโตไดโอด(Photo Diode)

โฟโตไดโอด เป็นไดโอดที่อาศัยแสงจากภายนอกผ่านเลนส์ ซึ่งฝังตัวอยู่ระหว่างรอยต่อ p-n เพื่อกระตุ้นให้ไดโอดทำงาน

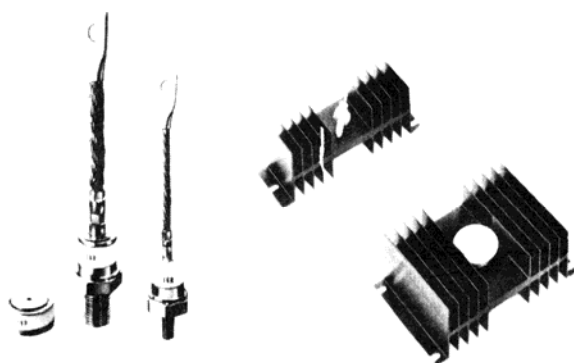
การต่อโฟโตไดโอดเพื่อใช้งานจะเป็นแบบไบอัสกลับ ทั้งนี้เพราะไม่ต้องการให้โฟโตไดโอดทำงานในทันทีทันใด แต่ต้องการให้ไดโอดทำงานเฉพาะเมื่อมีปริมาณแสงสว่างมากพอตามที่กำหนดเสียก่อน กล่าวคือ เมื่อเลนส์ของโฟโตไดโอดได้รับแสงสว่างจะเกิดกระแสรั่วไหล ปริมาณกระแสรั่วไหลนี้เพิ่มขึ้นตามความเข้มของแสง มีสัญลักษณ์ ดังรูป





ไดโอดกำลัง (Power Diode)

ไดโอดกำลัง เป็นไดโอดที่ออกแบบให้บริเวณรอยต่อมีช่วงกว้างมากกว่าไดโอดทั่วไป เพื่อนำไปใช้กับงานที่มีกำลังไฟฟ้าสูง กระแสสูงและทนต่ออุณหภูมิสูงได้ เช่น ประกอบเป็นวงจรเรียงกระแส ในอิเล็กทรอนิกส์กำลัง เป็นต้น

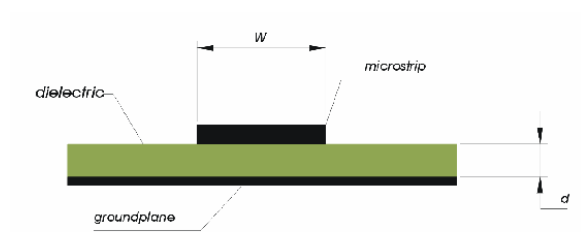


จากรูป แสดงให้เห็นรูปร่างและพิกัดกระแสของไดโอดกำลังหลายๆ ประเภท จะเห็นได้ว่าพิกัดกระแสไฟฟ้ามีค่าหลายร้อยแอมป์ ทำให้ไดโอดมีอุณหภูมิขณะทำงานสูง โดยทั่วไปนิยมใช้ร่วมกับตัวระบายความร้อน (Heat Sinks) เพื่อเพิ่มพื้นที่ระบายความร้อนภายในตัวไดโอดกำลัง

บทที่ 3

การออกแบบ

3.1 การออกแบบ Transmission Line บนแผ่นไมโครสตริป ($Z_0 = 50 \Omega$) ที่ความถี่ 2.45 GHz



หา w จาก

$$\frac{w}{d} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

$$\epsilon_r = 4.5$$

$$A = \frac{50}{60} \sqrt{\frac{4.5 + 1}{2}} + \frac{4.5 - 1}{4.5 + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{4.5} \right)$$

$$= (1.65)(0.83) + (0.63)(0.254)$$

$$= 1.4 + 0.16$$

$$= 1.56$$

$$\frac{w}{d} = \frac{8e^{1.56}}{e^{2 \times 1.56} - 2} = \frac{38.07}{20.64} = 1.84$$

แทน A ในสมการ

$$d = 1.2 \text{ mm}$$

$$w = 1.84 \times 1.2 = 2.208 \text{ mm}$$

บทที่ 4

วิธีการทดลอง และผลการทดลอง

4.1 ทดลองอุปกรณ์ภายในเครื่อง VSWR meter

4.1.1 Oscillator ทดสอบโดย Spectrum Analyzer

- 1.ต่อ output ของ Oscillator เข้าที่ Spectrum Analyzer
- 2.ตั้งค่า center ที่ความถี่ 2.45 GHz
- 3.ตั้งค่า span ของ spectrum Analyzer ที่ 5 MHz
- 4.ต่อแหล่งจ่าย 2 ชุดที่วงจร Oscillator โดยชุดแรกจ่ายเข้าที่ V_{cc} ของวงจร ชุดที่สองต่อเข้าที่

V_{tune} ของวงจร

- 5.เริ่มจ่ายแรงดันชุดที่ 1 ค่อยๆเพิ่มแหล่งจ่ายทีละนิคจนถึง 3 volt
- 6.เริ่มจ่ายแรงดันชุดที่ 2 ซึ่งแหล่งจ่ายชุดนี้จะเป็นตัวควบคุมความถี่ ค่อยๆเพิ่มแหล่งจ่ายทีละนิคจนได้ความถี่ที่ 2.45 GHz

7.กดปุ่ม Marker ที่ เครื่อง Spectrum Analyzer ตั้งความถี่ที่ 2.45 GHz อ่านความแรงของสัญญาณ(power output) บันทึกผลการทดลอง

- 8.เพิ่ม/ลด(V_{tune}) แหล่งจ่ายชุดที่ 2 และดูการเปลี่ยนแปลงของความถี่
- 9.เพิ่ม/ลด(V_{cc}) ดูความแตกต่างความแรงของสัญญาณ (power output)
- 10.บันทึกผลการทดลอง

- MMIC ที่ใช้ในการทำ Oscillator

MMIC ที่ใช้ในการทำ Oscillator คือ MMIC เบอร์ HMC385LP4
ขาที่ใช้คือ

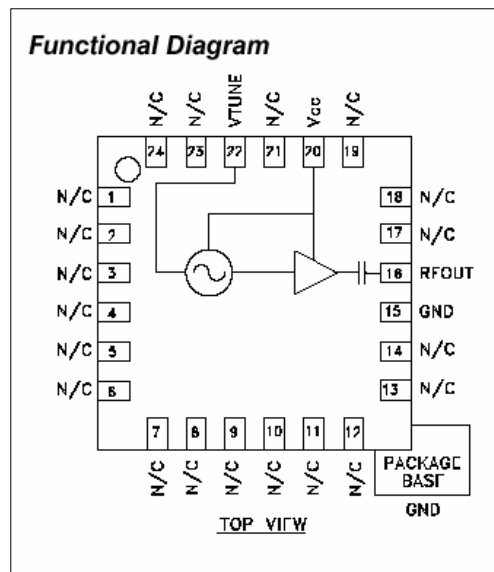
- ขา 16 RF OUTPUT
- ขา 20 V_{cc}
- ขา 22 V_{tune}

ช่วงความถี่ 2.25 – 2.5 GHz

Power Output 1.5 – 4.5 dBm

Tune Voltage 0 – 10 Volt

Supply Current 35 mA



รูปที่ 4.1 MMIC ที่ใช้ในการทำ Oscillator เบอร์ HMC385LP4

4.1.2 Amplifier ทดสอบโดยเครื่อง Network Analyzer และ Generator

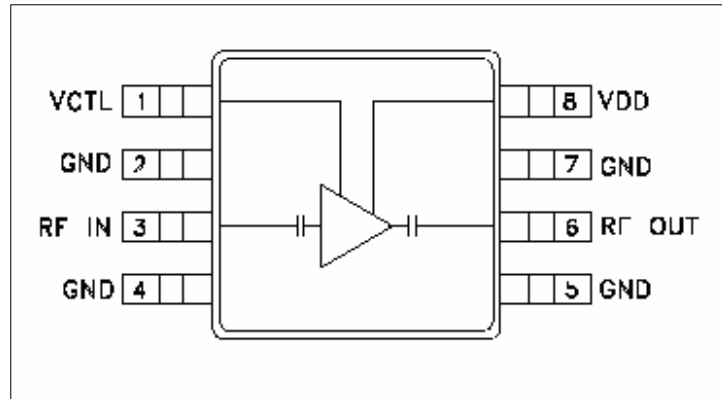
1. เลือกช่วงความถี่ 2 – 3 GHz ที่มีการตั้งค่าไว้แล้วในเครื่อง Network Analyzer
2. เลือกการวัดแบบ Two port โดยเลือกค่า parameter ที่ S_{21}
3. ต่อแหล่งจ่ายเข้ากับวงจร Amplifier
4. ต่อสายพอร์ทที่ 1 เข้าที่ input ของ Amplifier ต่อพอร์ทที่ 2 เข้าที่ output ของวงจร
5. เริ่มจ่ายแรงดันที่ละนิดจนถึง 2.5 volt แล้วสังเกตการเปลี่ยนแปลงของเส้นกราฟที่

จอแสดงผล อ่านค่าอัตราขยาย(Gain) ทางมุมขวามุมบน บนจอแสดงผล

6. บันทึกผลการทดลอง

- MMIC ที่ใช้ทำ Amplifier

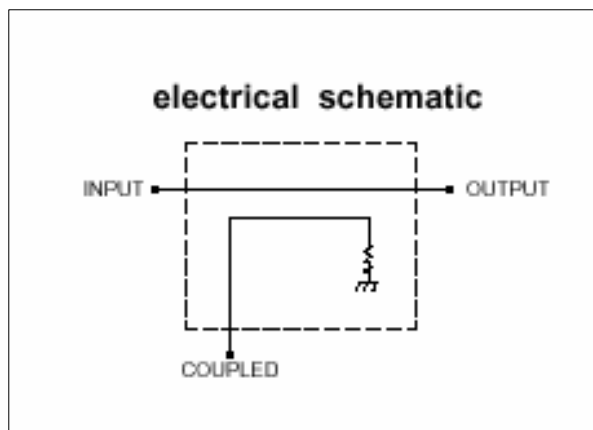
MMIC ที่ใช้ทำ Amplifier คือ MMIC เบอร์ HMC287MS8



รูปที่ 4.2 MMIC ที่ใช้ทำ Amplifier คือ MMIC เบอร์ HMC287MS8

4.1.3 Directional couplers ทดสอบโดย Spectrum Analyzer และ Generator

1. ตั้งค่า center ของ Spectrum Analyzer ที่ความถี่ 2.45 GHz และ ตั้งค่า span ที่ 5 MHz
2. ตั้งค่า center ของ Generator ที่ความถี่ 2.45 GHz
3. กดปุ่ม Level ตั้งค่าที่ -10 dB
4. ต่อสาย RF output ของ Generator เข้าที่ input ของ Directional coupler
5. ต่อสายเข้าที่ output ของ Directional coupler เข้าที่ Spectrum Analyzer
6. ใส่ Dummy load เข้าที่พอร์ท coupling ที่ Directional coupler
7. กดปุ่ม RF ON ที่ Generator แล้วอ่านค่าความแรงของสัญญาณที่ Spectrum Analyzer
8. เพิ่มความแรงของสัญญาณที่ Generator ขึ้นทีละ 1 dB จนถึง 0 dB บันทึกผลการทดลอง
9. ทำซ้ำ 1 - 7 แต่เปลี่ยน Dummy load จาก พอร์ท coupling ไปไว้ที่พอร์ท output ของ Directional coupler แล้วต่อสายจากพอร์ท coupling กับ Spectrum Analyzer
10. บันทึกผลการทดลอง



รูปที่ 4.3 วงจร Directional coupler

4.1.4 Diode Rectifier ทดสอบโดยใช้เครื่อง Generator

- 1.ต่อมิเตอร์เข้ากับวงจร Rectifier
- 2.ต่อสาย RF output ของ Generator เข้าที่ input ของวงจร Rectifier
- 3.ตั้งค่า center ของ Generator ที่ความถี่ 2.45 GHz
- 4.กดปุ่ม level ตั้งค่าที่ -10 dB
- 5.กดปุ่ม RF ON ที่ Generator อ่านค่าที่ได้จากมิเตอร์และบันทึกผล
- 6.เพิ่มค่า Level ทีละ 1 dB จนถึง 0 dB ค่าที่ได้จากมิเตอร์และบันทึกผล

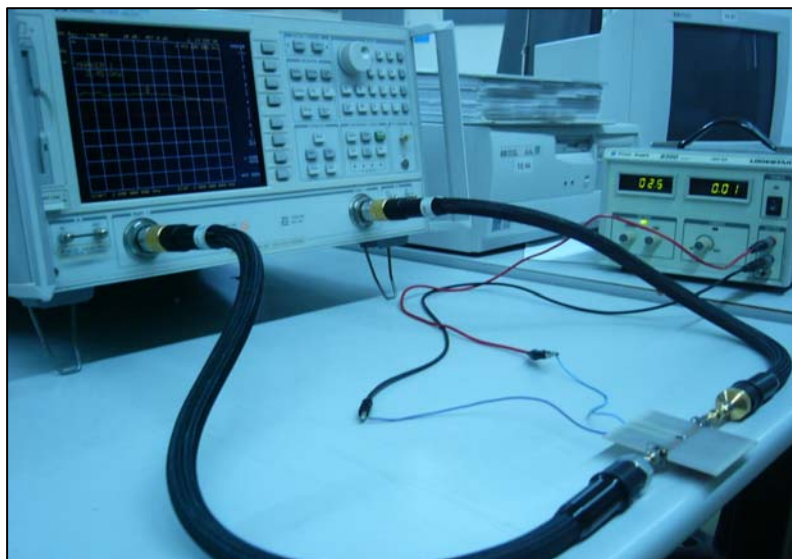
4.2 ทดลองการใช้งานของเครื่อง VSWR

- 1.เสียบปลั๊ก จ่ายไฟ AC 220 volt ให้กับเครื่อง VSWR
- 2.ต่อสาย RF Output ที่เครื่องวัดเข้ากับสายอากาศต้นแบบ (2.45 GHz) ที่มีการทดสอบแล้วว่าสามารถใช้งานได้จริง
- 3.เลื่อน Switch RF ไปที่ตำแหน่ง ON (เมื่อมีการจ่ายสัญญาณจะมีการกระพริบของหลอด LED) อ่านค่าจากมิเตอร์
- 4.ทำการมาร์คจุดที่อ่านค่าได้จากสายอากาศต้นแบบ
- 5.นำสายอากาศที่ต้องการทดสอบมาทำการวัด ถ้าสายอากาศที่ทดสอบมีค่าที่อ่านได้จากมิเตอร์ไม่เกินจากค่ากำหนดไว้จากสายอากาศต้นแบบ แสดงว่าสายอากาศนี้สามารถนำไปใช้งานได้
- 6.ถ้าสายอากาศที่นำมาทดสอบอ่านค่าได้เกินจากค่าที่กำหนดไว้แสดงว่าสายอากาศตัวนี้ไม่เหมาะสมต้องนำไปปรับปรุงและทำการวัดใหม่อีกรอบ

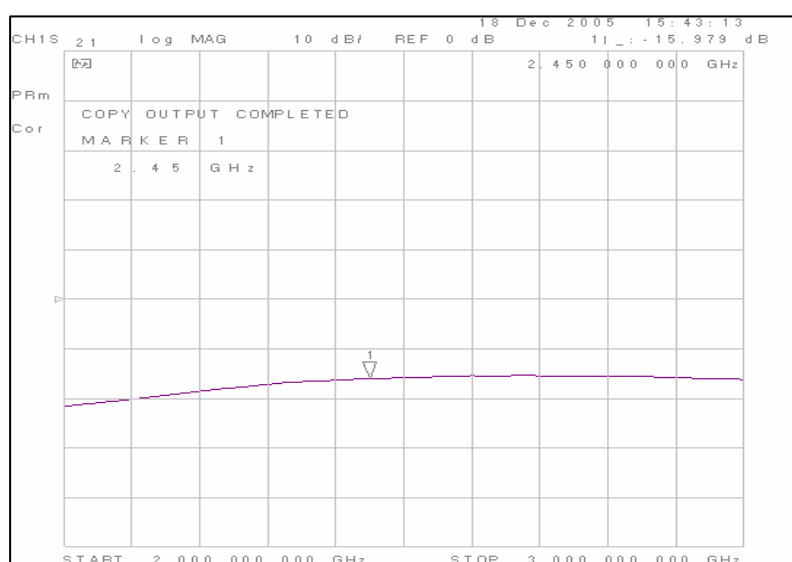
4.3.ผลการทดลอง

4.3.1ผลการทดลองการทดสอบ Amplifier

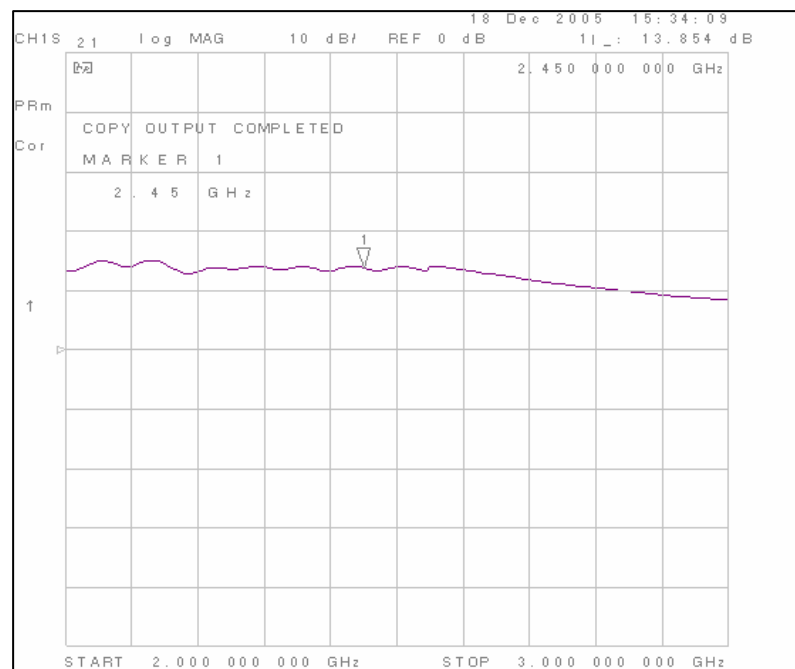
ที่ความถี่ 2.45 GHz ด้วยเครื่อง Network Analyzer โดยการทดสอบแบบ Two port ได้ผลค่าพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้



รูปที่ 4.4 แสดงการทดสอบด้วยเครื่อง Network Analyzer



รูปที่ 4.5 แสดงพารามิเตอร์ S_{21} ขณะจ่ายแรงดัน 0 volt



รูปที่ 4.6 แสดงพารามิเตอร์ S_{21} ขณะจ่ายแรงดัน 2.5 volt

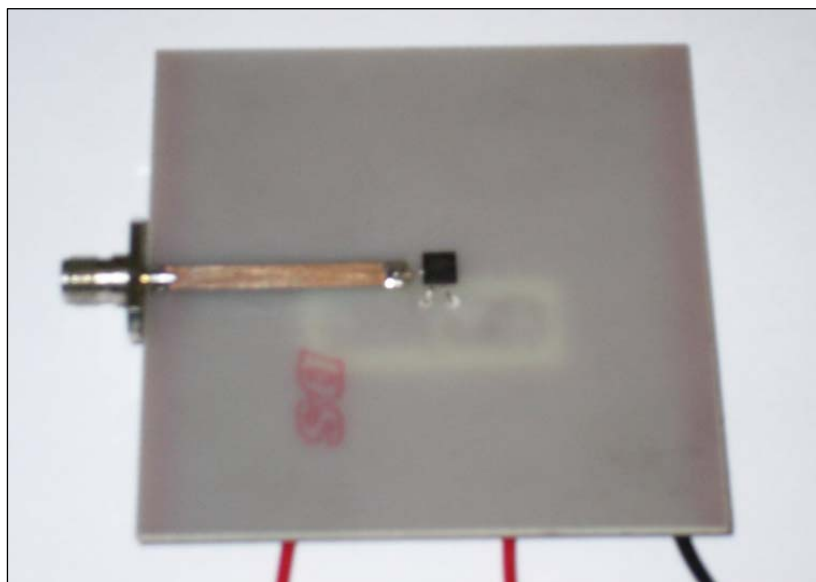
จากการทดลองจะเห็นว่าเมื่อจ่ายแรงดันให้กับวงจร 0 volt วงจรไม่ได้มีการขยายสัญญาณ สังเกตได้จากเส้นกราฟที่ต่ำกว่า 0 dB แต่เมื่อมีการจ่ายแรงดันให้กับวงจร 2.5 volt วงจรมีการขยายสัญญาณ สังเกตได้จากเส้นกราฟที่สูงกว่า 0 dB แล้วจากการทดลองนี้ทำให้ทราบว่าวงจร Amplifier นี้มีการขยายสัญญาณ 13.856 dB โดยดูจากมุมขวาบนของกราฟ

4.3.2 ผลการทดลอง Oscillator

- โดยใช้ Spectrum Analyzer ได้ผลดังนี้



รูปที่ 4.7 เครื่อง Spectrum analyzer



รูปที่ 4.8 วงจร Oscillator

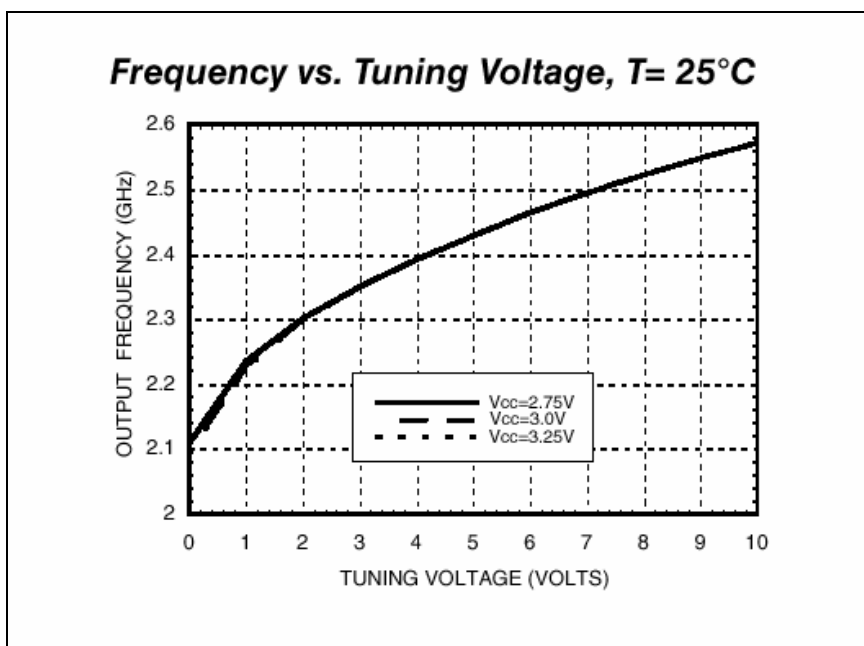
ตารางผลการทดลอง Vcc

$V_{cc} (V_{dc})$	Output power (dBm)
2.7	-6.8
3.0	-2.4
3.5	+1.2
4.0	+3.4
5.0	+5.0

ตารางผลการทดลอง Tuning Voltage

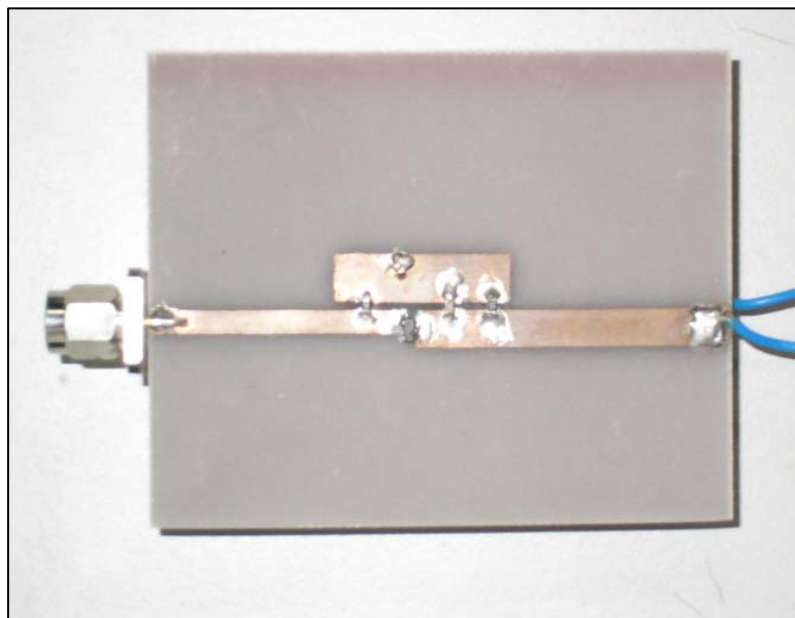
Tuning Voltage (V_{dc})	Frequency (GHz)
3.5	2.365
4.0	2.390
5.0	2.427
5.5	2.449
6.0	2.436
7.0	2.499
8.0 *	2.523

- เลือกใช้ Tuning Voltage ที่ 5.5 V_{dc} เพราะโครงงานนี้ต้องการใช้งานที่ความถี่ 2.5 GHz ซึ่งค่าที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับค่าที่ต้องการ คือ 2.449 GHz



รูปที่ 4.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Tuning Voltage กับ Output Frequency

4.3.3 Diode Rectifier



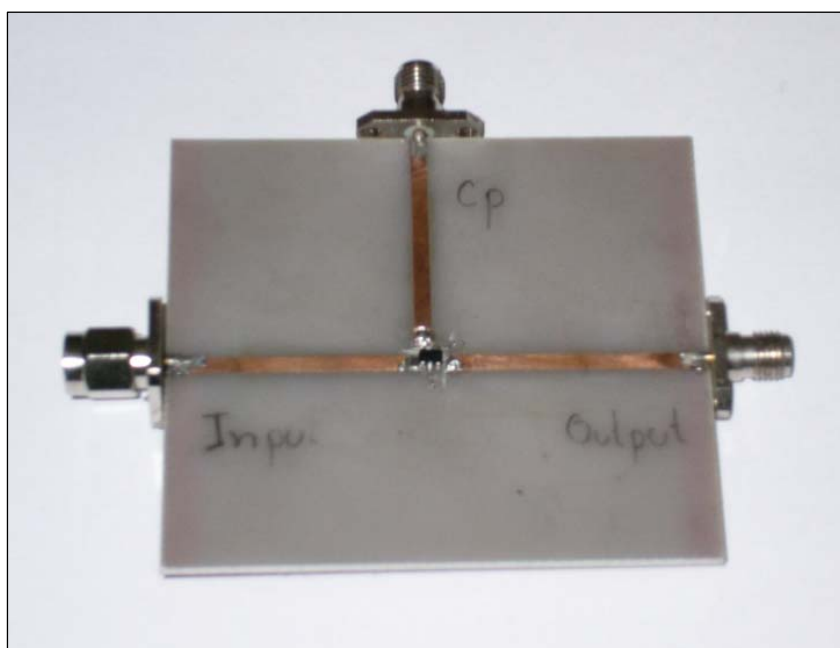
รูปที่ 4.10 วงจร Diode Rectifier

ตารางผลการทดลอง Diode Rectifier

Input(dB)	Output(μ A)
-8	2
-7	4
-6	6
-5	12
-4	20
-3	32
-2	50
-1	70
0	92

**ที่ความถี่ 2.45 GHz

4.3.4 Directional Coupler



รูปที่ 4.11 วงจร directional coupler

ตารางผลการทดลอง directional coupler

Input(dB)	Output(dB)	Coupling(dB)
-3	-9.4	-11.8
0	-6.2	-8.5
+3	-3.4	-5.3

****ที่ความถี่ 2.45 GHz**

4.3.5 ผลการทดลองเครื่อง VSWR meter



รูปที่ 4.12 การทดลองเมื่อวัดกับสายอากาศต้นแบบที่ 2.45GHz

- ผลที่ได้จะมีค่า 60 μA



รูปที่ 4.13 การทดลองเมื่อวัดกับสายอากาศที่มีความถี่ 10 GHz
- ผลที่ได้จะมีค่า 80 μA

บทที่ 5

สรุปผลและข้อเสนอแนะของโครงการ

5.1 สิ่งที่ได้จากโครงการ

1. ได้รับความรู้ความเข้าใจเกี่ยวกับการทำงานของไคเร็กซ์นัล คลับเปอร์ MMIC ไดโอด และนำไปใช้งานได้จริง
2. มีการนำความรู้ที่เรียนใช้ในการปฏิบัติจริงจึงทำให้ผู้จัดทำเข้าใจในทฤษฎีมากขึ้น
3. ในการจัดทำโครงการมีกระบวนการ และขั้นตอนในการทำอย่างเป็นระเบียบ ทั้งการวางแผนงาน ขั้นตอนการทำงานจริง และขั้นตอนการทดลอง การสรุปผล จึงทำให้ผู้จัดทำเรียนรู้การทำงานอย่างเป็นระบบ ซึ่งสามารถนำไปใช้ได้ในชีวิตจริง
4. มีความอดทนและรอบคอบ ในการทำงาน สามารถวิเคราะห์และแก้ปัญหาต่างๆ ได้
5. ได้รับความรู้ในการประกอบอุปกรณ์ต่างๆ และสามารถเลือกใช้อุปกรณ์ที่เหมาะสมในโครงการ
6. ทำให้รู้จักการทำงานร่วมกับผู้อื่น
7. ทำให้รู้จักการแบ่งเวลาในการทำงานและสามารถปฏิบัติงานตามตารางเวลาได้
8. สามารถนำความรู้ที่ได้จากโครงการมาประยุกต์ใช้งานได้

5.2 ปัญหาและอุปสรรคในการทำโครงการ

1. มีความรู้ในการทำงานของไคเร็กซ์นัลคลับเปอร์ MMIC ไดโอด น้อย จึงต้องใช้เวลาในการศึกษาและทำความเข้าใจมาก ทำให้เสียเวลาในส่วนนี้มาก
2. ใช้เวลาในการขอเบิกงบประมาณในการซื้ออุปกรณ์นานพอสมควรซึ่งมีผลทำให้การทำโครงการออกมาสำเร็จล่าช้า
3. มีความรู้ในการเลือกใช้อุปกรณ์น้อย จึงต้องอาศัยผู้ที่มีความเชี่ยวชาญช่วยให้คำแนะนำ และใช้เวลาในการเลือกและสั่งซื้ออุปกรณ์นานพอสมควร
4. มีความรู้ในการประกอบวงจรบนแผ่น PCB น้อย ทำให้วงจรมีความเสียหายบ่อย และใช้งานไม่ได้ ทำให้ต้องสร้างวงจรหลายครั้งจึงจะสามารถนำมาใช้งานได้

5.3 ข้อจำกัดของโครงการ

ในโครงการนี้ MMIC ที่ใช้ในการทำงานมีขนาดเล็กทำให้ไม่สะดวกในการเชื่อมต่อ

5.4 ข้อเสนอแนะ

ในโครงการนี้เป็นโครงการที่วัดสายอากาศในย่านความถี่ที่ 2.45 GHz แต่สามารถนำไปพัฒนาในการวัดคุณภาพของสายอากาศได้ในหลายย่านความถี่

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก

Matching Impedance การทำให้อิมพีแดนซ์ของตัวส่งมีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์ของตัวรับ เช่น อิมพีแดนซ์ของสายส่งต้องมีค่าแมตช์กับโหลด เพื่อป้องกันการสะท้อนกลับของสัญญาณ ซึ่งส่งผลให้เกิดคลื่นนิ่ง

Voltage Standing Wave Ratio; VSWR เป็นอัตราส่วนแรงดันของคลื่นนิ่งที่มีการสะท้อนกลับ เนื่องจากเกิดการ mismatch และสามารถคำนวณได้จากสมการดังนี้

$$\Gamma = \frac{z_1 - z_0}{z_1 + z_0} ; VSWR = (1 + \Gamma) / (1 - \Gamma)$$

เมื่อ z_1 คือ อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ
 z_0 คือ อิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณ
 Γ คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อน

OSCILLATOR เป็นอุปกรณ์ที่มีลักษณะพิเศษ ซึ่งทำหน้าที่ให้กำเนิดสัญญาณความถี่

Voltage Controlled Oscillator; VCOs เป็นออสซิลเลเตอร์ที่ให้ความถี่ตามการควบคุมแรงดัน

Amplifier ช่วยขยายสัญญาณให้อยู่ในระดับที่สามารถทำงานได้

Directional coupler เป็นเครื่องมือตรวจสอบการแมตช์ของสายอากาศ ถ้ามีการแมตช์ที่ดีจะมีการสะท้อนกลับน้อย ถ้าหากว่ามีการแมตช์ที่ไม่ดีก็จะทำให้มีการสะท้อนกลับมาก

Diode Rectifier ตัวเรียงกระแส

Galvanometer เป็นตัวแสดงผล (Analog)

Micro strip เป็นสายนำสัญญาณที่สร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์และใช้ในการเชื่อมโยงชิ้นส่วนวงจรต่างๆของวงจรไมโครเวฟ

เช่น

MMIC; Micro strip Microwave Integrated
Circuit

ภาคผนวก ข

ประวัติผู้เขียน

นางสาวนาฏ ไวยนาคร เกิดวันที่ 8 มิถุนายน พ.ศ.2527 ภูมิลำเนาอยู่บ้านเลขที่ 401/3 ตำบลสระ
ชอย 3 อ.เมือง จังหวัดนครราชสีมา จบการศึกษามัธยมศึกษาตอนต้นและมัธยมศึกษาตอนปลายจาก
โรงเรียนบุญวัฒนา ปีการศึกษา 2544 ปัจจุบันกำลังศึกษาอยู่ชั้นปีที่ 4 สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา

นางสาวพัชรรัตน์ มิตรชอบ เกิดวันที่ 26 กันยายน พ.ศ.2527 ภูมิลำเนาอยู่บ้านเลขที่ 98 หมู่ 15
ต.บ้านเขว้า อ.บ้านเขว้า จังหวัดชัยภูมิ จบการศึกษาชั้นประถมศึกษาจากโรงเรียนสุนทรวัฒนา จบ
มัธยมศึกษาตอนต้นและ มัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนสตรีชัยภูมิ ปีการศึกษา 2544 ปัจจุบันกำลัง
ศึกษาอยู่ชั้นปีที่ 4 สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา

นายพีระวัฒน์ นันทะไชย เกิดวันที่ 19 ตุลาคม พ.ศ.2526 ภูมิลำเนาอยู่บ้านเลขที่ 113 หมู่ 2
ตำบลบ้านแก่ง อำเภอศรีสัชนาลัย จบการศึกษาประถมศึกษาจากโรงเรียนศรีสวรรค์ จบมัธยมศึกษา
ตอนต้นจากโรงเรียนบ้านแก่งวิทยาและมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนสวรรค่อนันต์วิทยา ปี
การศึกษา 2544 ปัจจุบันกำลังศึกษาอยู่ชั้นปีที่ 4 สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัย
เทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา